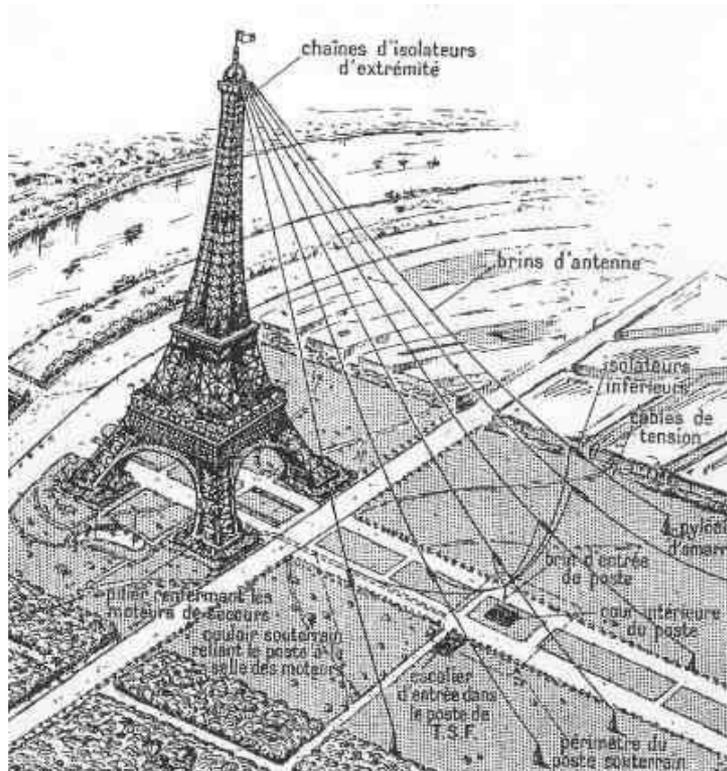


Électronique pour la transmission de l'information UE 431



Eric Vourc'h

vourch@satie.ens-cachan.fr

Ecole normale Supérieure de Cachan, 61 av. du président Wilson 94235 Cachan.

Laboratoire SATIE (Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Énergie)

- Objectif :

Présenter les notions nécessaires à l'élaboration d'une chaîne de transmission d'information.

- Contenu et organisation :

1^{ère} partie : **Circuits** pour la transmission

- ✓ 6 séances de cours (E. Vourc'h)
- ✓ 5 séances de TD (G. Perrusson / E. Vourc'h)

2^{ème} partie : « **Systèmes** » de transmission (modulations à porteuse sinusoïdale)

- ✓ 6 séances de cours (A. Bournel)
- ✓ 5 séances de TD (A. Bournel / E. Vourc'h)
- ✓ 4 séances de TP portant sur les deux parties (A. Bournel, E Vourc'h, ...)

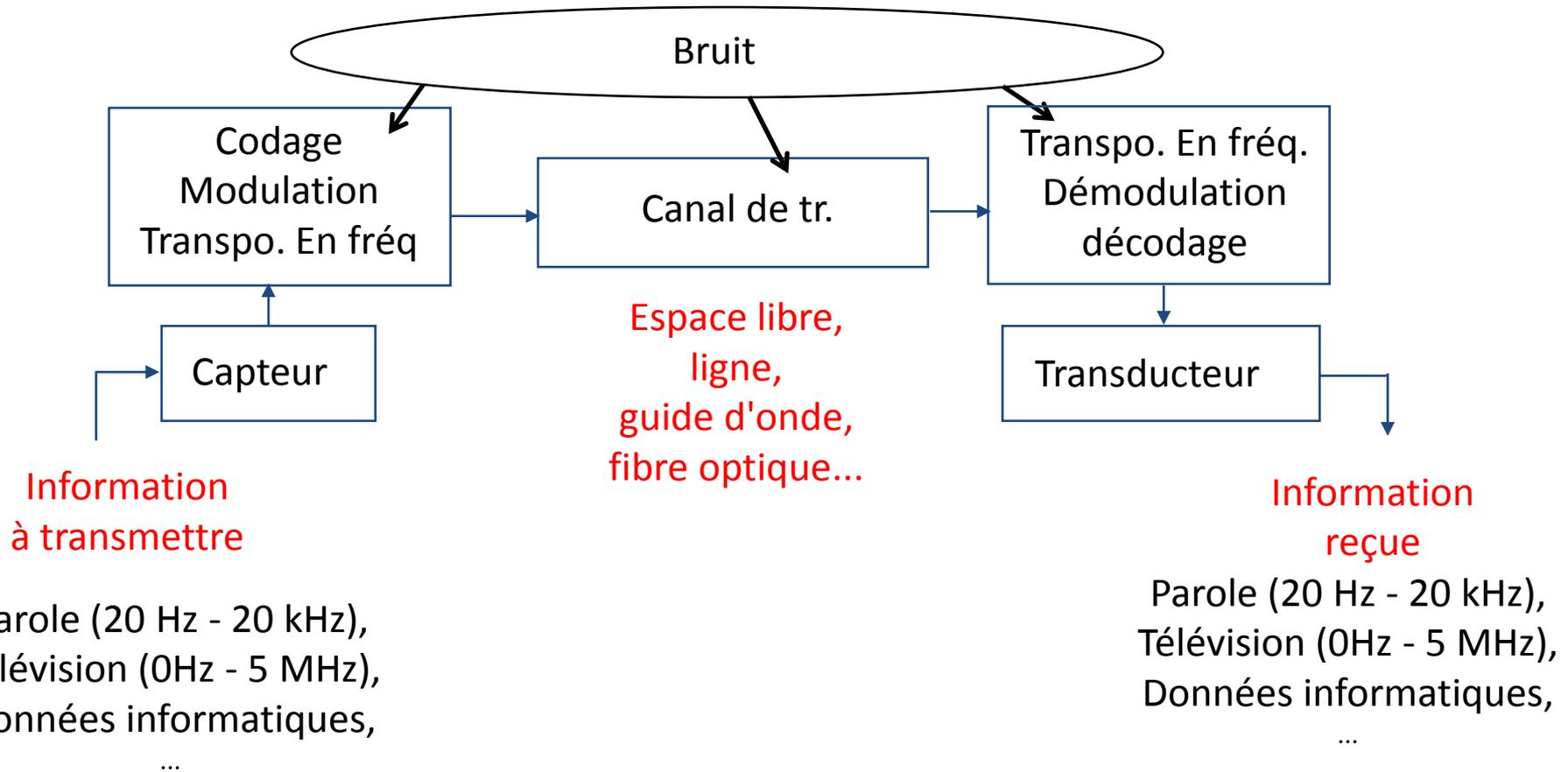
- Esquieu et Manneville
Systèmes bouclés linéaires de communication et de filtrage, Ed. Dunod
- More
Transmission de signaux, Ed. Lavoisier
- Auvray
Électronique des signaux analogiques, Ed. Dunod
- Tran Tien Lang
Électronique analogique des circuits intégrés, Ed. Masson
- Bildstein
Filtres actifs, Ed. Radio (ou Techniques de l'ingénieur)

1^{ère} partie : Circuits pour la transmission

- Introduction aux systèmes de transmission :
- Circuits pour la transmission :
 - Filtres
 - Oscillateurs et oscillateurs contrôlés en tension
 - Boucle à verrouillage de phase
 - Multiplieurs de tensions et mélangeurs

2^{ème} partie : « **Systèmes** » de transmission (modulations à porteuse sinusoïdale)

- Modulations à porteuse sinusoïdale :
 - Modulation d'amplitude (AM) à double bande latérale à porteuse supprimée ou conservée
 - Démodulation d'enveloppe et démodulation synchrone (AM)
 - Modulations AM à bande latérale unique ou résiduelle, modulation d'amplitude en quadrature
 - Modulations angulaires (de fréquence FM et de phase PM)
 - Exemples de réalisations de modulateurs et démodulateurs FM et PM
- Bruit
- Exemples de chaînes d'émission-réception

Vue d'ensemble d'une chaîne de transmission :

Le bruit (signaux qui parasitent le signal utile) est un param. important car il affecte la qualité de la transmission

Pourquoi transmettre en haute fréquence ?

Il faut **adapter le signal à transmettre au canal** (milieu) de transmission, i.e. le transmettre dans une bande de fréquence appropriée.

Exple : tr. d'une information de nature acoustique en espace libre

Une **onde acoustique** (i.e. mécanique) subit une **forte atténuation en espace libre**, sa **vitesse** de propagation est **réduite** et sa transmission nécessite que **l'émetteur et le récepteur** soient **en visibilité directe**.



On choisit généralement de **convertir l'information acoustique** (sonore) **en un signal électrique (E.M.) basse fréquence** à l'aide d'un microphone (voix \cong 4kHz).



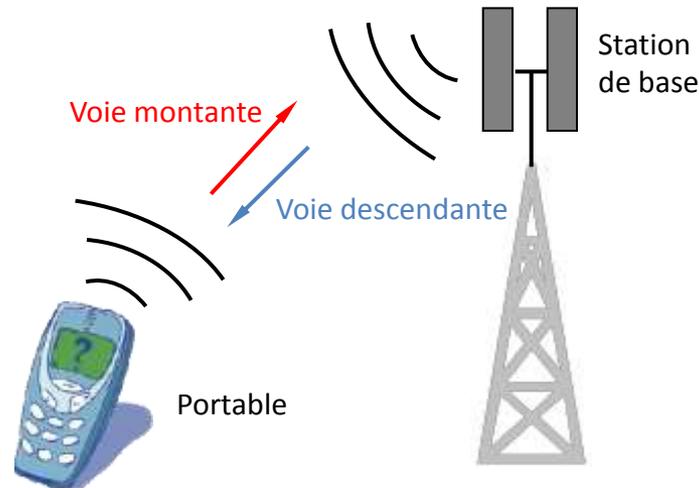
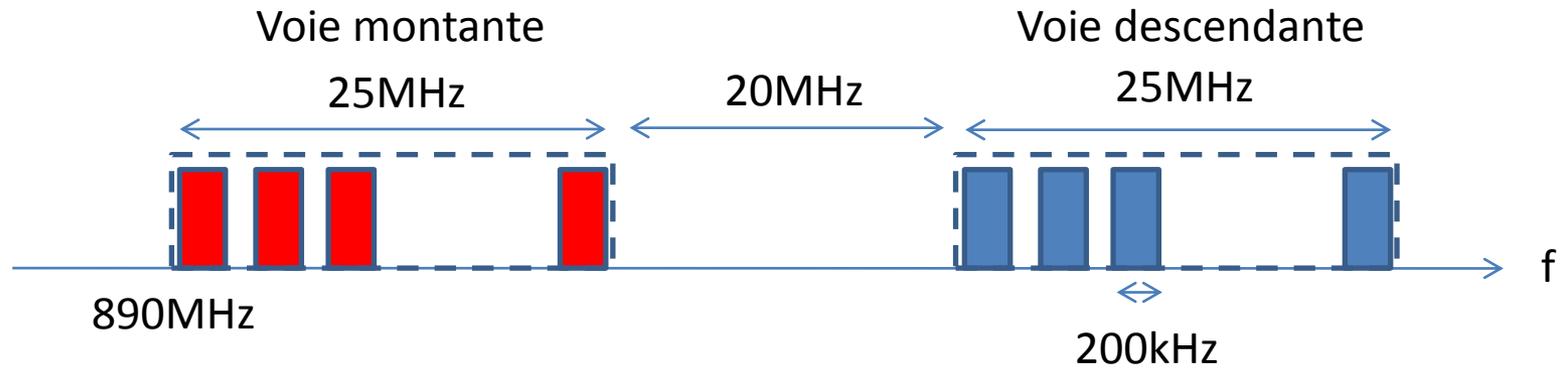
Or, transmettre une onde E.M. en espace libre requiert des antennes d'une dimension de l'ordre de $\lambda/2$ ($\lambda=v/f$). La tr. une onde E.M. basse fréquence nécessite des antennes extrêmement grandes ($1 \text{ kHz} < f < 100 \text{ kHz} \Leftrightarrow 300 \text{ km} > \lambda = 3 \text{ km}$).



C'est pour cette raison **qu'on transpose en haute fréq. l'onde E.M. basse fréq.** reflétant le signal sonore à transmettre.

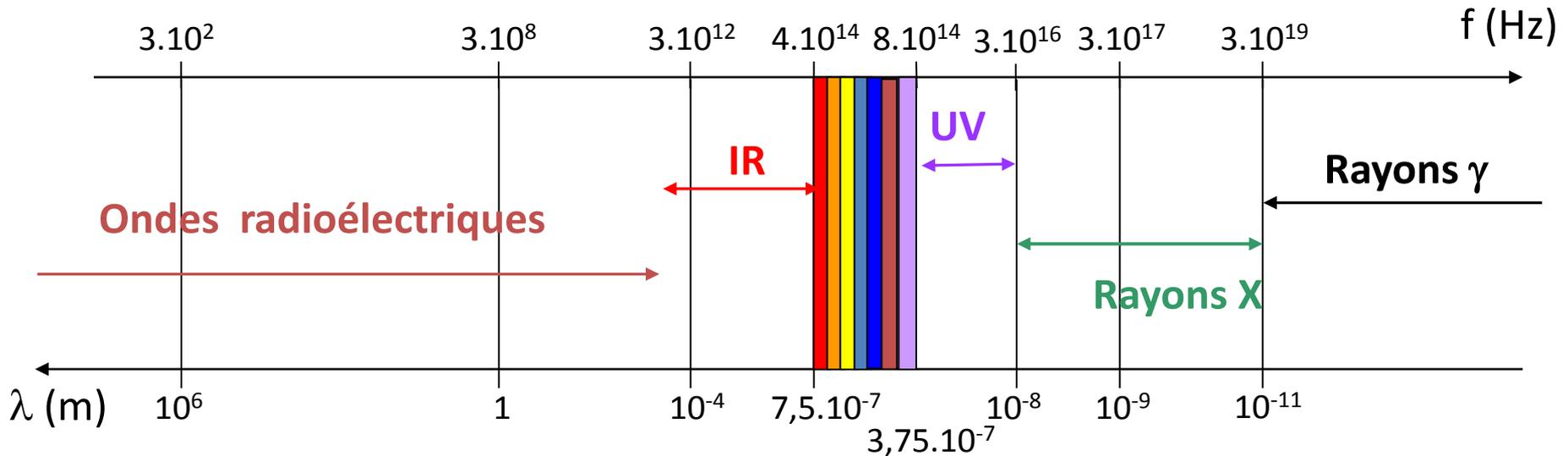
Pourquoi moduler les signaux? La modulation permet d'affecter des canaux \neq (bdes de fréq.)
aux \neq signaux informatifs à transmettre.

Exple : GSM



Répartition du rayonnement E.M. :

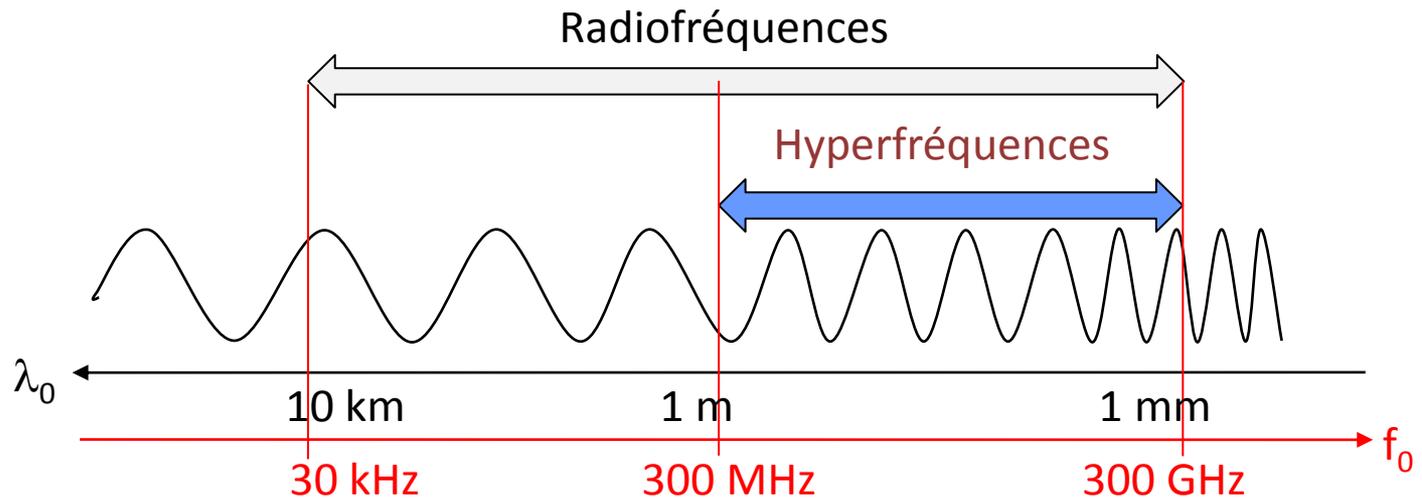
$$\lambda_0 = c/f \left\{ \begin{array}{l} c: \text{célérité } c = 3.10^8 \text{ m.s}^{-1} \\ f: \text{fréquence} \\ \lambda_0: \text{longueur d'onde ds le vide} \end{array} \right.$$



Répartition du rayonnement E.M. :

✓ Les ondes radioélectriques¹ :

$$f_0 \text{ 30 kHz} - \text{300 GHz} \quad \lambda_0 = c/f : \text{10 km} - \text{1 mm}$$



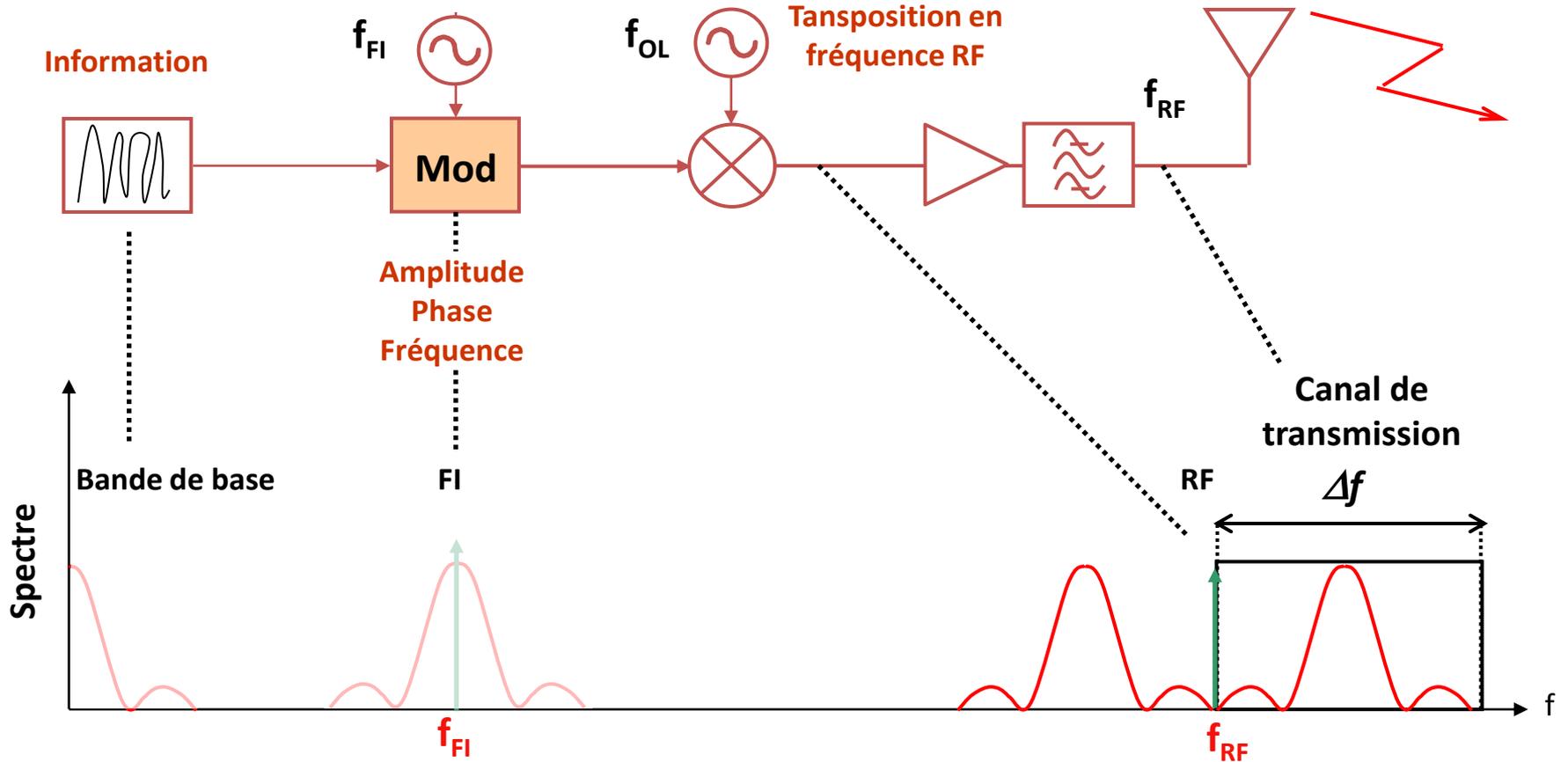
(1) Ondes radioélectriques = ondes hertziennes = radiofréquences

Répartition du rayonnement E.M. :

✓ Les ondes radioélectriques : classification

λ	Dénomination		Applications
10 km	Ondes longues GO - LW	30 kHz	Radiodiffusion en AM, signaux destinés à la localisation
1 km	Ondes moyennes PO - MW	300 kHz	Radiodiffusion en AM, signaux destinés à la localisation
100 m	Ondes courtes	3 MHz	Radiodiffusion en AM, télécommunications, CB
10 m	Ondes VHF	30 MHz	FM, télédiff. (Canal +), ISM (radiocom.), balises maritimes
1 m	Ondes UHF	300 MHz	Télédiff., téléph. mobile, radars, GPS, ISM (Wi-fi, blue tooth...)
10 cm	Ondes SHF	3 GHz	Faisceaux hertziens, TV par satellite
1 cm	Ondes EHF	30 GHz	Radars aériens, satellites
1 mm		300 GHz	

Exemple d'architecture d'un système de transmission : Emetteur



Objectif : adapter le signal au canal de transmission

Exemple d'architecture d'un système de transmission : Emetteur et récepteur

Circuits et « systèmes » mis en œuvre

Oscillateur BF

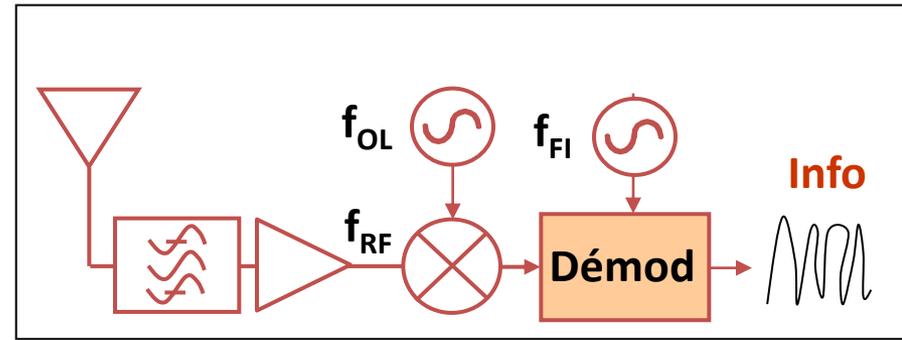
Modulateur

Oscillateur HF

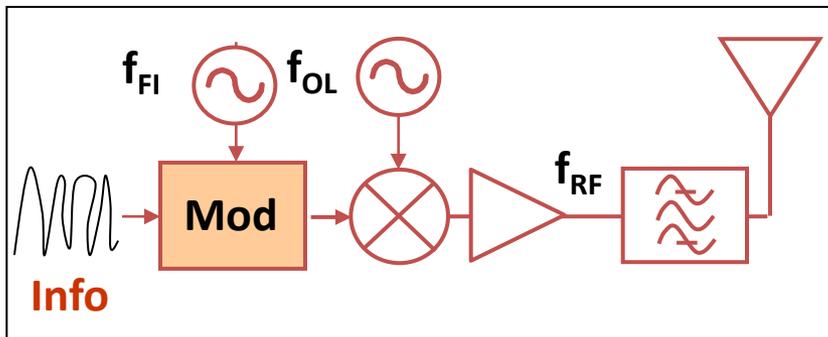
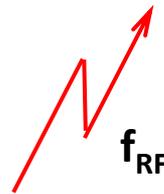
Multiplieur

Filtre

Démodulateur



Récepteur



Emetteur

L'architecture d'un récepteur RF est symétrique de celle de l'émetteur.

I- Synthèse de filtres et réalisation à l'aide d'A.O.

1. Position du problème
2. Démarche à suivre pour la synthèse de filtres
3. Exemples de réalisation à l'aide d'AO

II- Les oscillateurs

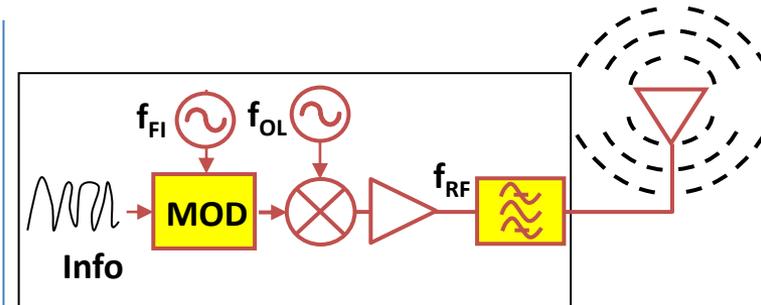
1. Principe
2. Etude d'un oscillateur
 - Démarrage
 - Régime établi

III- La boucle à verrouillage de phase

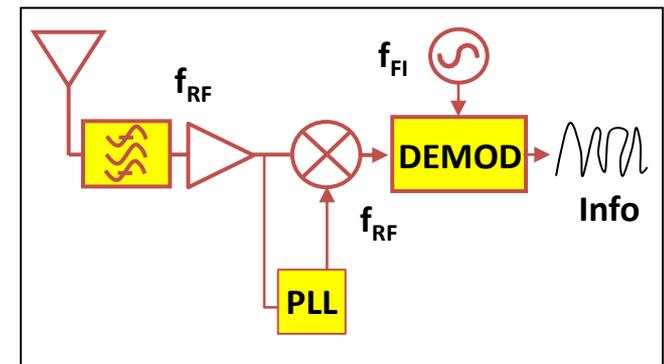
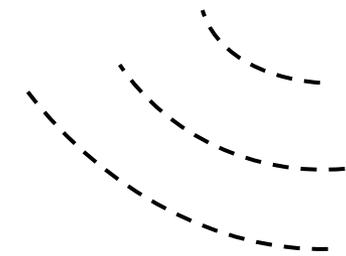
1. Structure
2. Etude Qualitative
3. Etude Quantitative

I-V La fonction mélangeur

1. Principe
2. Exemples de réalisations



Emetteur



Récepteur

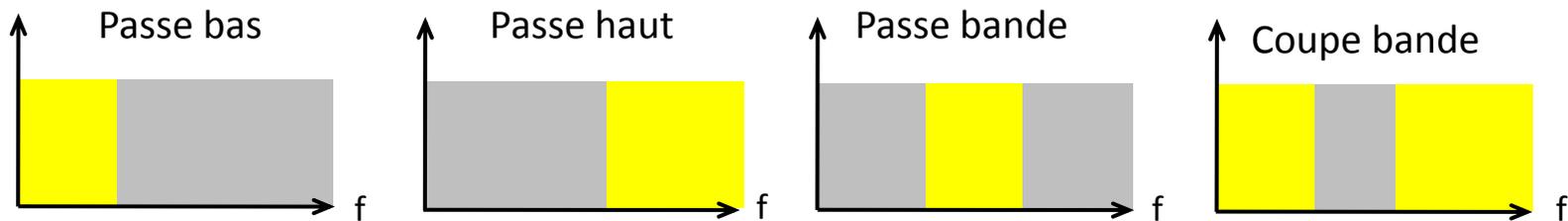
PRINCIPALES CARACTERISTIQUES DES FILTRES

Qu'est-ce qu'un filtre ?

Un circuit servant à sélectionner une certaine bande de fréquence (action sur l'amplitude du signal)

- ∃ 5 types de filtres
- Passe bas
 - Passe haut
 - Passe bande
 - Réjecteur ou coupe bande
 - Déphaseur → gain constant et déphasage variable en fct° de la fréq.

Fréq. supprimées
 Fréq. conservées



Utilisation des filtres :

Exple : les systèmes de télécommunications sont régis par des normes qui fixent notamment l'occupation spectrale et les canaux qu'il faut être capable de sélectionner...

Qu'est-ce qu'un filtre actif ?

Un filtre actif (par opposition à un filtre passif) comporte des composants actifs, i.e. qui nécessitent une alimentation (reçoivent de l'énergie d'une source externe).

Avantages :

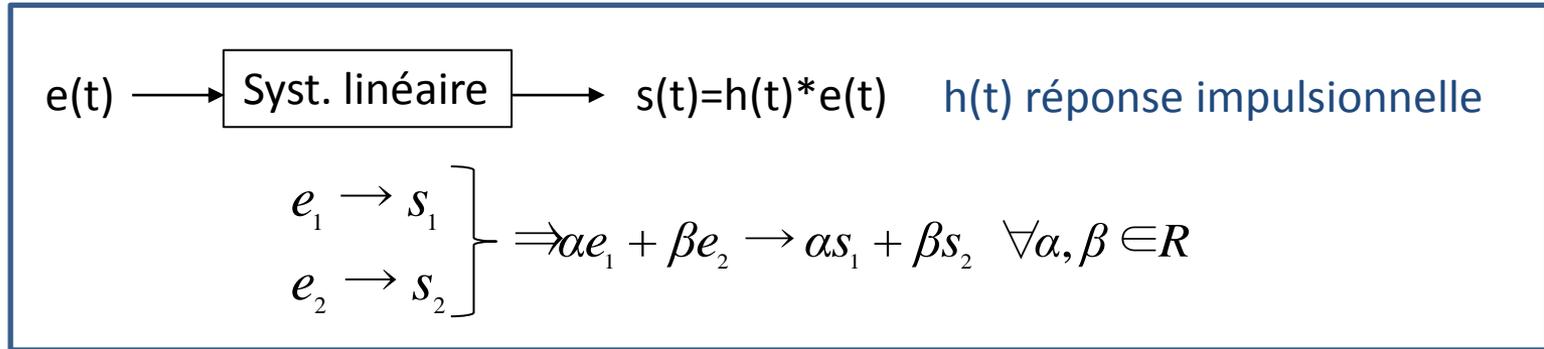
- **Permettent de se passer de bobines** (coûteuses et volumineuses), on ne se sert que de résistances, de condensateurs et d'AO.
- Facilités de réglage.
- **Amplification des signaux.**
- Montages à AO offrant une fct° de transfert indép. des montages adjacents (on évite les pb d'adaptation d'impédance), ce qui permet la mise en cascade de cellules et d'augmenter l'ordre du filtre.
- Méthodes de synthèse conduisant à des solutions simples et réalisables.
- Faible encombrement (intégration).

Inconvénients :

- **Risque d'instabilité.**
- Limitation en fréquence (<MHz).
- Dynamique de sortie limitée par l'alimentation des AO.

Fonction de transfert et ordre d'un filtre

Un filtre est en général un système linéaire :



C'est aussi un système stationnaire (son comportement n'évolue pas au cours du temps).

Par conséquent, **les signaux d'entrée et de sortie sont liés par une équation à coefficients constants.**

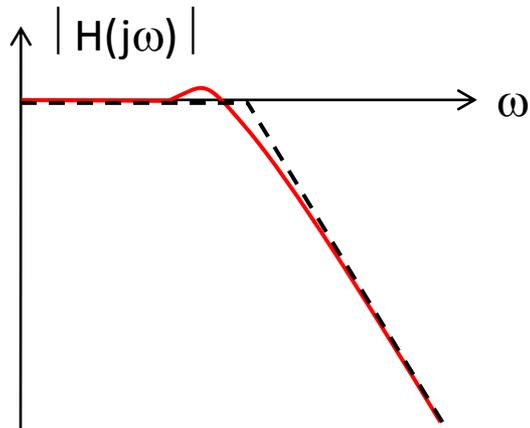
$$a_N \frac{d^N s(t)}{dt^N} + \dots + a_0 s(t) = b_M \frac{d^M e(t)}{dt^M} + \dots + b_0 e(t)$$

Un filtre est caractérisé par une **fonction de transfert** $H(p) = \frac{S(p)}{E(p)}$ avec $\begin{cases} E(p)=\text{TL}(e(t)) \\ S(p)=\text{TL}(s(t)) \end{cases}$

$$H(p) = \frac{\sum_{i=0}^M b_i p^i}{\sum_{j=0}^N a_j p^j} \quad \text{avec } M \leq N$$

L'ordre du filtre est le **degré N du dénominateur** i.e. celui de l'équa. régissant son fc^{tt} .

Le **gain complexe** du filtre $H(j\omega)$ est obtenu en posant $p = j\omega$ dans $H(p)$.



L'ordre du filtre détermine le comportement asymptotique de son gain complexe : $H(j\omega)$ qd $\omega \rightarrow 0$
 $H(j\omega)$ qd $\omega \rightarrow \infty$

Pour un filtre passe bas d'ordre N, la pente de $20 \times \log_{10} |H(\omega)|$ est de $20 \times N$ dB/décade qd $\omega \rightarrow \infty$.

SYNTHESE D'UN FILTREGABARIT

Pour concevoir et réaliser un filtre (on dit synthétiser) on va imposer des contraintes à sa **fonction de transfert**. Pour ce faire on se fixe ce que l'on appelle un **gabarit**.

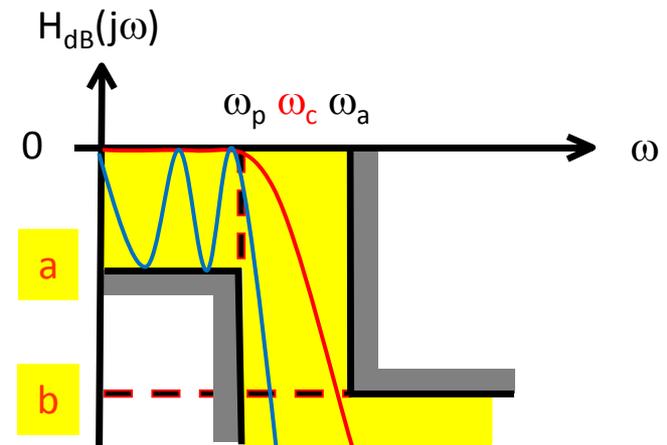
Celui-ci impose les bornes dans lesquelles la fonction $H(j\omega)$ doit être contenue.

- Gabarit d'un filtre passe bas

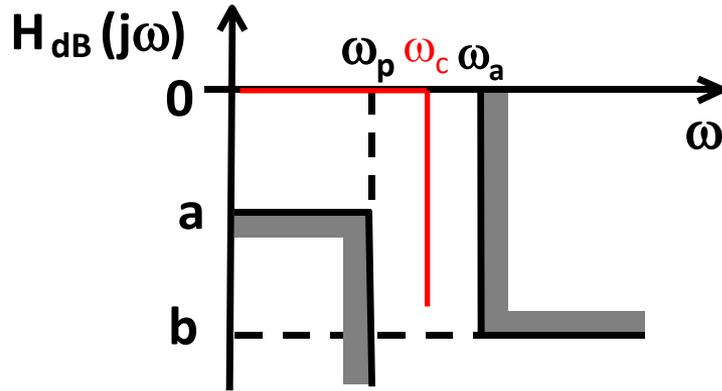


Toute fonction **$H(j\omega)$ respectant les bornes fixées** (i.e. contenue dans la zone représentée en jaune) convient.

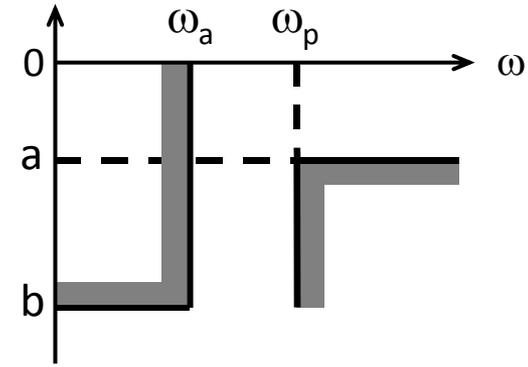
Il en existe une infinité.



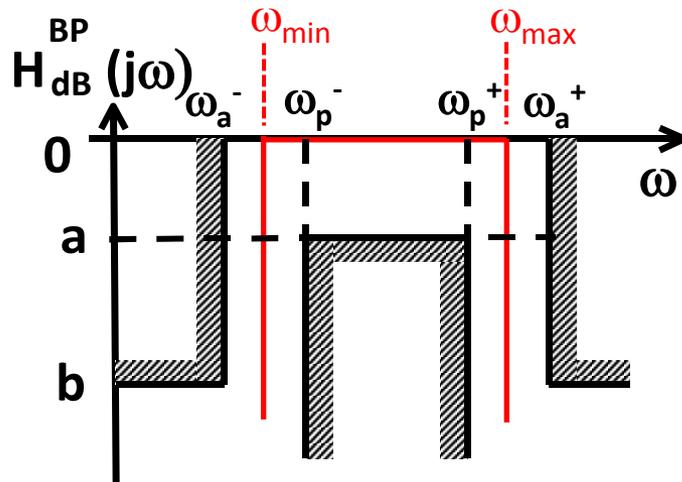
- Gabarit de tout type de filtre



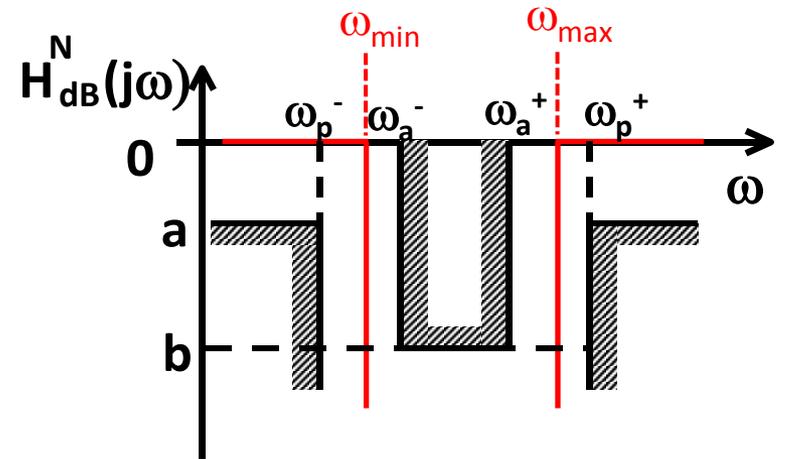
Filtre passe – bas



Filtre passe - haut



Filtre passe - bande

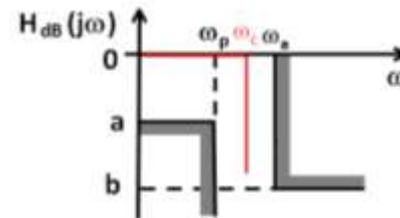


Filtre coupe - bande

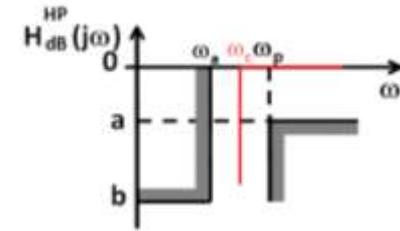
• Gabarits simplifiés et normalisés

Plutôt que d'effectuer les calculs relatifs à la synthèse d'un filtre en utilisant les **valeurs explicites des fréquences**, on préfère se **fixer une fréquence de référence** et utiliser des **paramètres équivalents sans dimensions** (sélectivité k , largeur de bande relative B). Cf tableau ci-après.

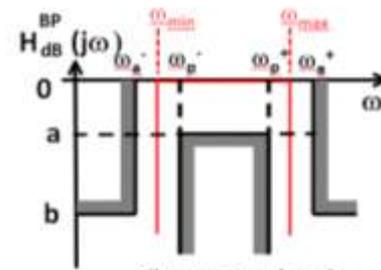
Type de filtre	Sélectivité k	Fréquence de référence	Largeur de bande relative B
Filtre passe-bas	$\frac{f_p}{f_a}$	f_p	
Filtre passe-haut	$\frac{f_a}{f_p}$	f_a	
Filtre passe-bande	$\frac{f_p^+ - f_p^-}{f_a^+ - f_a^-}$	f_0	$\frac{f_p^+ - f_p^-}{f_0}$
Réjecteur de bande	$\frac{f_a^+ - f_a^-}{f_p^+ - f_p^-}$	f_0	$\frac{f_a^+ - f_a^-}{f_0}$



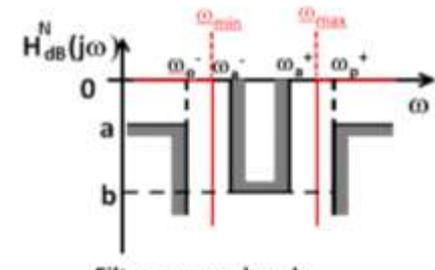
Filtre passe - bas



Filtre passe - haut



Filtre passe - bande



Filtre coupe - bande

f_0 fréquence centrale du passe bande ou coupe bande...

- Synthèse d'un filtre qcq à partir d'un filtre prototype passe bas

Par des changements de variables (de la variable $p = j\omega$), **on peut ramener l'étude de tout type de filtre** (passe haut, passe bande symétrique, réjecteur de bande symétrique) **à celle d'un passe bas.**

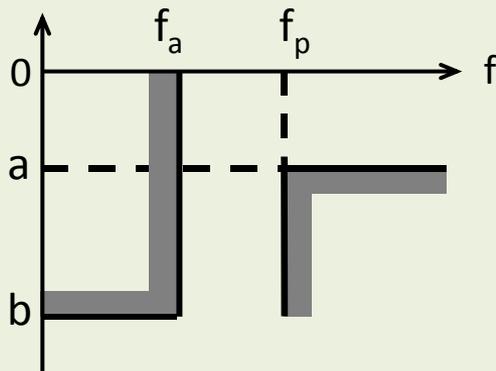
Voir tableau ci-après.

filtre d'origine	\longleftrightarrow	filtre obtenu
passe bas	$p \longleftrightarrow \frac{1}{p}$	passe haut
passe bas	$p \longleftrightarrow \frac{1}{B_1} \left(p + \frac{1}{p} \right)$	passe bande
passe bas	$p \longleftrightarrow \frac{B_2}{\left(p + \frac{1}{p} \right)}$	réjecteur

Vrai aussi avec $s = p/f_{ref}$

La démarche :

Gabarit du filtre du passe haut initial

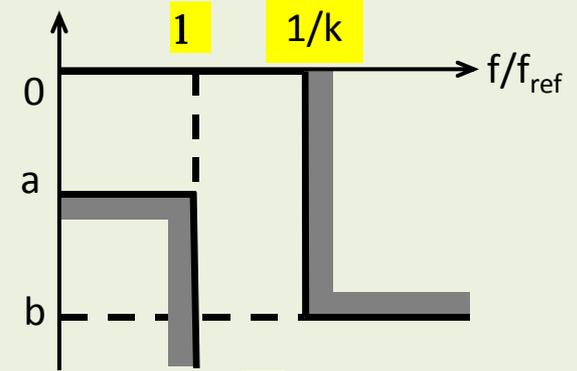


Normalisation



$$\begin{cases} f_a = 100 \text{ Hz} \\ f_p = 200 \text{ Hz} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} f_{ref} = f_a \\ k = f_a/f_p = 0,5 \end{cases}$$

Gabarit du passe – bas prototype



$$s \rightarrow \frac{1}{s}$$



$$H(p) = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$$

$$s = j2\pi f/f_{ref}$$

$$H(p) = \frac{s^3}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$$



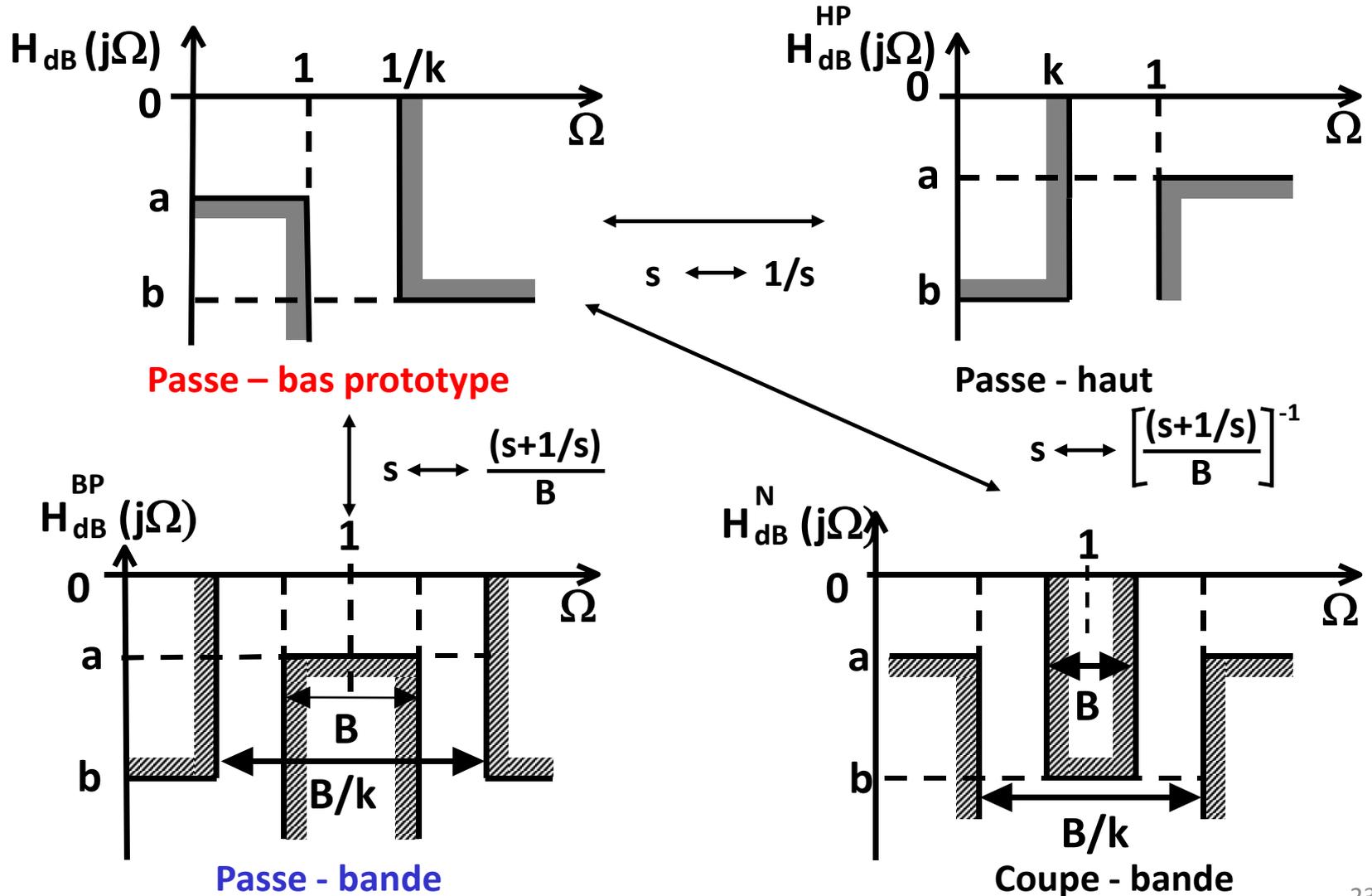
Dénormalisation

Fct° de transfert du filtre passe haut obtenu par transposition

Transposition

Fct° de transfert du passe bas prototype

Les différentes transpositions



Contraintes auxquelles est soumise $H(p)$

La fonction de transfert du filtre doit satisfaire d'une part les contraintes imposées par la structure/nature du filtre (sans quoi cette fonction ne sera pas réalisable en pratique) et d'autre part celles imposées par le gabarit (pour satisfaire au cahier des charges).

• Contraintes imposées par la structure du filtre



On a vu que le fait que le filtre soit un système **linéaire** et **stationnaire** imposait $H(p) = \frac{\sum_{i=0}^M b_i p^i}{\sum_{j=0}^N a_j p^j}$ avec $M \leq N$

De plus, le filtre doit être **stable**, i.e. aucun signal ne peut apparaître en sortie en l'absence de signal d'entrée. Cela implique d'une part $M \leq N$ et d'autre part que le **dénominateur** $E(p)$ est un polynôme de Hurwitz, i.e. ses **racines** sont à **partie réelle négative**.

Définissons la **fonction d'approximation $A(\omega)$** comme suit :

$$\frac{1}{[A(\omega)]^2} = H^2(j\omega)$$

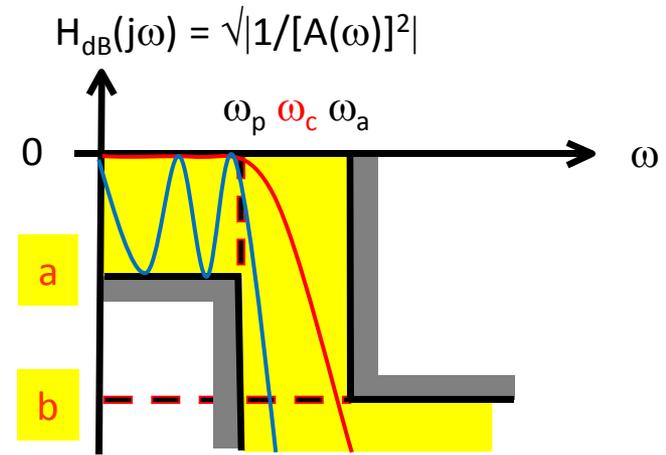
On peut montrer que $[A(\omega)]^2$ $\left\{ \begin{array}{l} - \text{ est une fraction rationnelle,} \\ - \text{ est une fonction du carré de la fréquence : } [A(\omega)]^2 = f(\omega^2), \\ - \text{ est de degré } 2n \text{ en } \omega \text{ si } H(p) \text{ est de degré } n \text{ en } p. \end{array} \right.$

La **linéarité**, la **stationnarité** et la **stabilité** d'un filtre imposent donc des contraintes sur l'expression mathématique de sa fonction de transfert et par conséquent de sa fonction d'approximation $A(\omega)$

• **Contraintes imposées par le gabarit**

Supposons un filtre passe bas,
le gabarit impose les contraintes suivantes $A(\omega)$

- $\omega \rightarrow 0 \Rightarrow A(\omega) \rightarrow 1$
- $\omega_p \leq \omega \leq \omega_a \Rightarrow A(\omega)$ croît rapidement
- $\omega \rightarrow \infty \Rightarrow A(\omega) \rightarrow \infty$



La fonction $A(\omega) = \sqrt{1+\omega^6}$, par exemple, qui, comme l'impose la structure de filtre, satisfait à $[A(\omega)]^2=f(\omega^2)$, satisfait également les critères ci-dessus liés au gabarit

D'une manière générale, la fonction d'approximation peut s'écrire comme suit

$$A(\omega) = A_0 \sqrt{1 + K(\omega^2)} \text{ avec}$$

- A_0 (atténuation) tient compte du gain du filtre
- $K(\omega^2)$ est appelée **fonction caractéristique du filtre** et vérifie : $K(\omega^2) \rightarrow 0$ et $K(\omega^2) \rightarrow \infty$
 $\omega \rightarrow 0$ $\omega \rightarrow \infty$

$K(\omega^2)$ est une fraction rationnelle en ω^2 pouvant se mettre sous la forme

$$K(\omega^2) = \frac{N(\omega^2)}{[P(\omega^2)]^2}$$

Les principales fonctions d'approximation

Il existe différentes fonctions d'approximation $A(\omega)$ satisfaisant les contraintes imposées par la structure et par le gabarit d'un filtre.

$$A(\omega) = A_0 \sqrt{1 + K(\omega^2)}$$

Parmi les fonctions d'approximation $A(\omega)$, on distingue :

- celles dont la fonction caractéristique $K(\omega^2)$ est un **polynôme** $K(\omega^2) = N(\omega^2)$
Les **filtres** correspondants sont dits **polynomiaux** (filtres de **Butterwoth**, **Tchebychev**, **Legendre** et **Bessel**).

Avantage : simples à concevoir.

Inconvénient : ne présentent pas de zéro de transmission (fréq. d'atténuation ∞)

- celles dont la fonction caractéristique $K(\omega^2)$ est une **fraction rationnelle** $K(\omega^2) = \frac{N(\omega^2)}{[P(\omega^2)]^2}$
(filtres de **Cauer**).

Avantage : présentent des zéros de transmission (fréq. d'atténuation ∞).

Inconvénient : difficiles à calculer.

Seuls les filtres polynomiaux (principalement Butterwoth et Tchébyshev) seront traités dans ce cours.

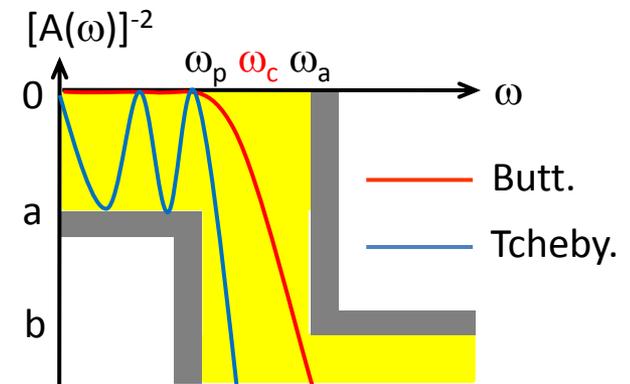
- Principales caractéristiques des filtres polynomiaux

Butterworth : Filtres présentant le **gain le plus plat dans la bande passante** (à l'origine). Ce qui a l'avantage de ne pas déformer l'amplitude des signaux traités (dans la bande passante)

Tchebyshev : Filtres **plus sélectifs** (coupure plus franche) que les précédents mais présentant en contrepartie une **ondulation dans la bande passante**, ce qui a le désavantage de déformer légèrement l'amplitude des signaux traités (dans la bande passante).

Legendre: Filtres présentant la **pente la plus forte possible à la fréquence de coupure**.

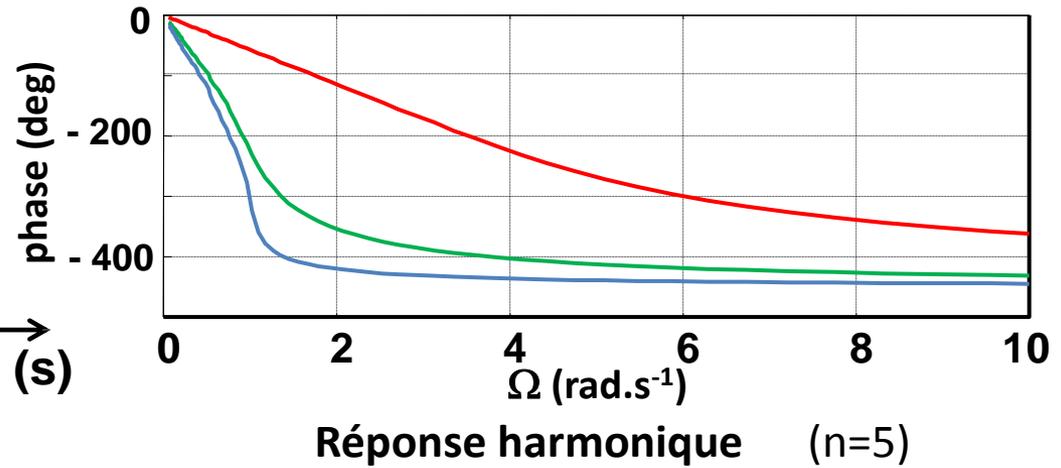
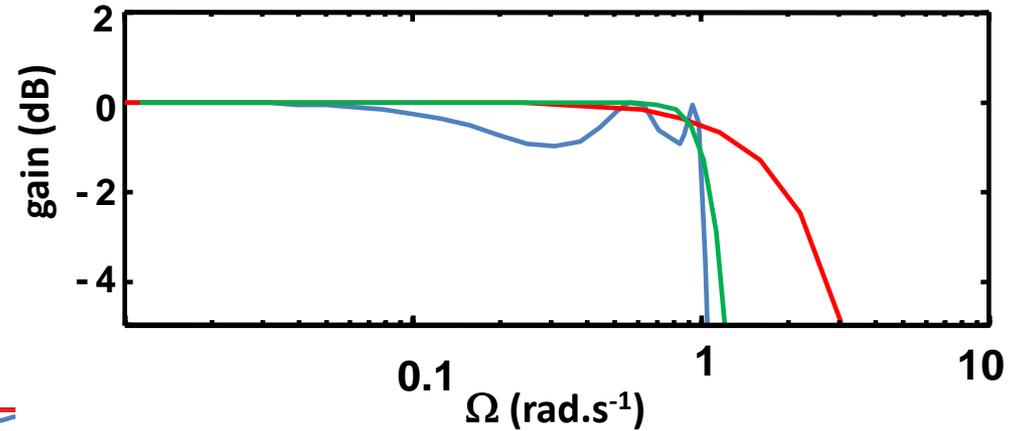
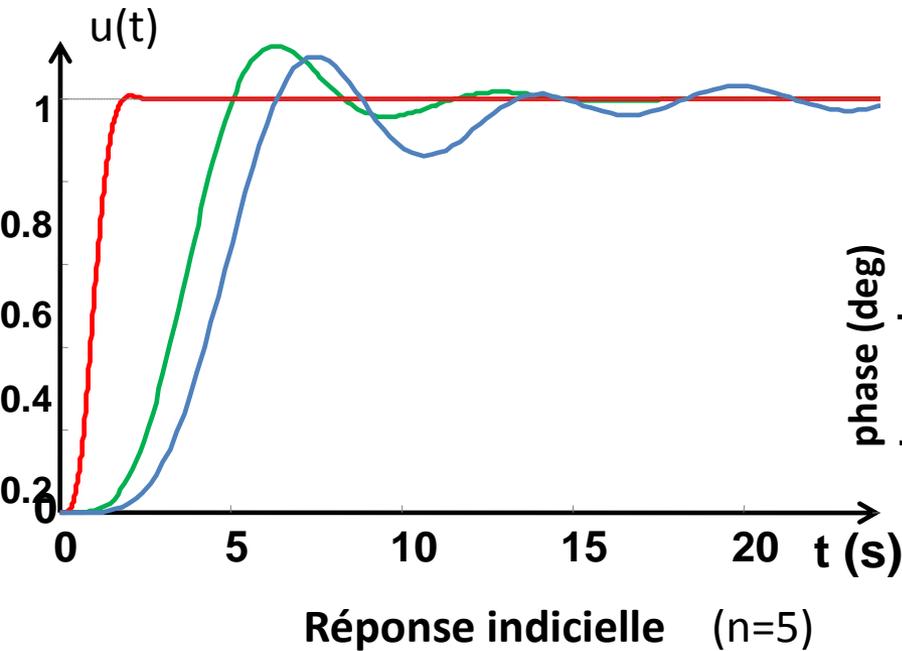
Bessel: Filtres présentant une **phase linéaire aux basses fréquences**, c'est-à-dire un retard de groupe le plus constant possible.



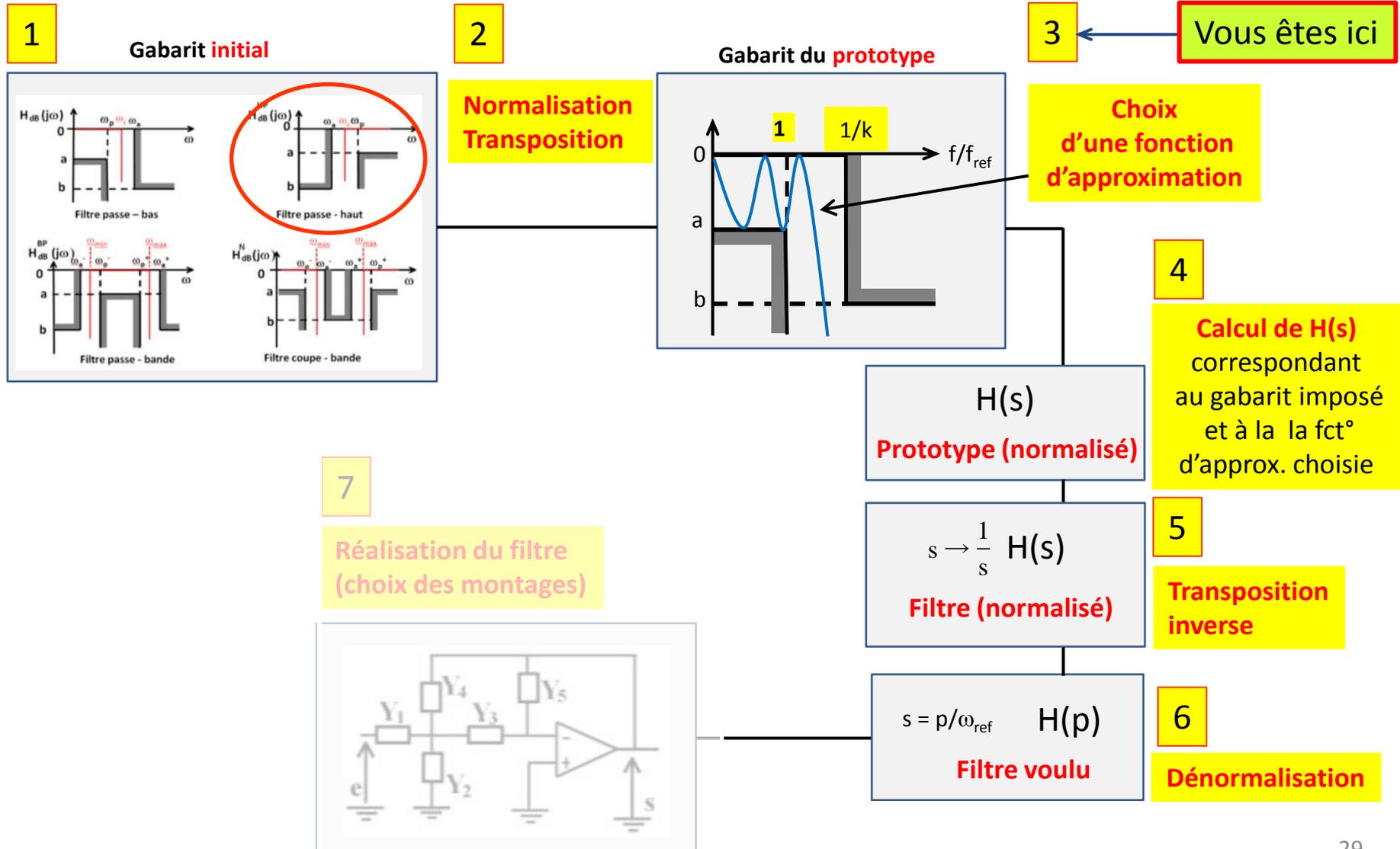
Le choix du type de filtre dépendra de la contrainte que l'on jugera prépondérante entre gain plat et sélectivité, voire phase linéaire.

• Principales caractéristiques des filtres polynomiaux

- Fonction de Butterworth
- Fonction de Tchebychev
- Fonction de Bessel

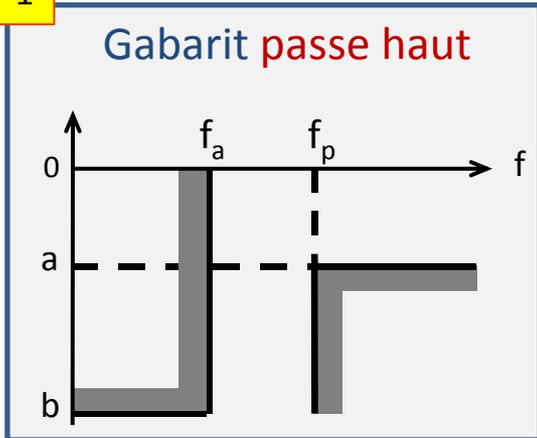


Synthèse de filtres où en sommes nous ?

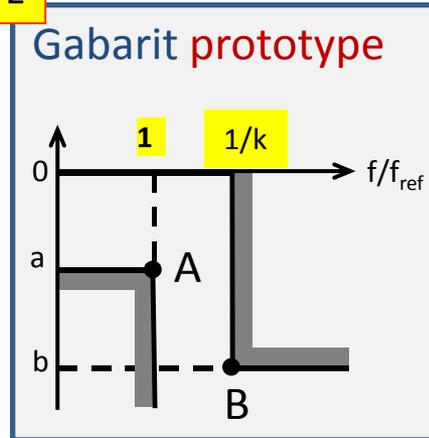


- Calcul de $H(s)$ **prototype** à partir d'un gabarit et d'une fonction caractéristique de Butterworth

1



2



3

Fonction caractéristique de Butterworth

$$K(\omega'^2) = \varepsilon^2 \omega'^{2n}$$

Fonction de transfert

$$H^2(j\omega') = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \omega'^{2n}}$$

$$\omega' = \omega / \omega_{ref}$$

- Détermination de l'ordre n du filtre

- Le point A permet de déterminer ε

$$\varepsilon = \sqrt{10^{-a/10} - 1}$$

- **connaissant ε** , le point B permet de déterminer n

$$n \geq \frac{\ln\left(\frac{10^{-b/10} - 1}{\varepsilon^2}\right)}{2 \ln\left(\frac{1}{k}\right)}$$

AN : Supposons

$$\begin{cases} a = -3 \text{ dB} \\ b = -20 \text{ dB} \\ f_a = 3000 \text{ Hz} \\ f_p = 5400 \text{ Hz} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \varepsilon = 1 \\ n = 4 \end{cases}$$

$1/k = f_p / f_a = 1,8$

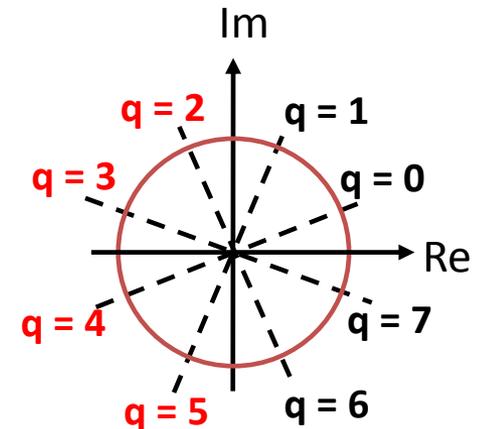
- Détermination de la fonction de transfert **prototype**

$$\left. \begin{aligned} H^2(j\omega') &= \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \omega'^{2n}} \\ s = j\omega' \rightarrow \omega' &= -js \end{aligned} \right\} \Rightarrow H^2(s) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 (-js)^{2n}} \Rightarrow H^2(s) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 (-1)^n (s)^{2n}}$$

Or, pour que le filtre soit stable, il faut que les racines du dénominateur de H(s) soient à parties réelles négatives.

- Pour déterminer H(s), on résout donc $1 + \varepsilon^2 (-1)^n (s)^{2n} = 0$

dont on ne conserve que les racines à partie réelle < 0



AN : $\left\{ \begin{aligned} \varepsilon &= 1 \\ n &= 4 \end{aligned} \right. \Rightarrow 1 + s^8 = 0 \Rightarrow s = e^{j\frac{2q+1}{8}\pi} \text{ avec } q \in [0, \dots, 7]$

$$\Rightarrow H(s) = \frac{1}{(s - e^{j\frac{5\pi}{8}})(s - e^{j\frac{7\pi}{8}})(s - e^{j\frac{9\pi}{8}})(s - e^{j\frac{11\pi}{8}})}$$

$$\dots \Rightarrow H(s) = \frac{1}{(s^2 + 0,765s + 1)(s^2 + 1,848s + 1)}$$

Fonction de transfert **prototype** $s = \omega/\omega_{ref}$

- Détermination de la fonction de transfert **prototype** à partir de tables

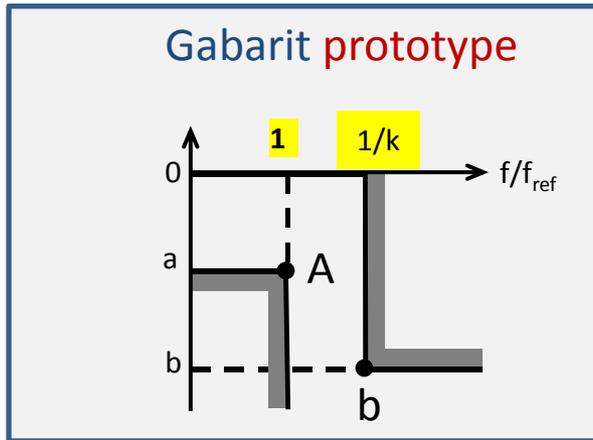
Une fois calculé l'ordre n du filtre on dispose de tables pour déterminer H(s)

NB : La variable **s** est souvent utilisée **en lieu et place de p** pour signifier que la **pulsation est normalisée...**

N	Circuit	m	V _m	f _m	Fonction de transmission 1/H(s)
2	1	0,7071	-	-	$(s^2 + 1,4142s + 1)$
3	1	0,5000	1,15	0,707	$(s^2 + 1,0000s + 1)$
	2	1,0000			$(s + 1)$
4	1	0,9238	-	-	$(s^2 + 1,8477s + 1)$
	2	0,3826	1,41	0,840	$(s^2 + 0,7653s + 1)$
5	1	0,8090	-	-	$(s^2 + 1,6180s + 1)$
	2	0,3090	1.70	0,899	$(s^2 + 0,6180s + 1)$
	3	1,0000			$(s + 1)$
6	1	0,9659	-	-	$(s^2 + 1,9318s + 1)$
	2	0,7071	-	-	$(s^2 + 1,4142s + 1)$
	3	0,2588	1,99	0,930	$(s^2 + 0,5176s + 1)$

s=jω/ω_{ref}

- Calcul de $H(p)$ **prototype** à partir d'un gabarit et d'une fonction caractéristique de Tchebychev



Fonction caractéristique de Tchebychev

$$K(\omega'^2) = \varepsilon^2 T_n^2(\omega')$$

Fonction de transfert

$$H^2(j\omega') = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega')}$$

avec $T_n(\omega') = \cos[n \cdot \arccos(\omega')]$

- Détermination de l'ordre n du filtre

- Le point A permet de déterminer ε

$$\varepsilon = \sqrt{10^{-a}/10 - 1}$$

- La fonction d'approximation de Tchebyshev n'étant pas linéaire,

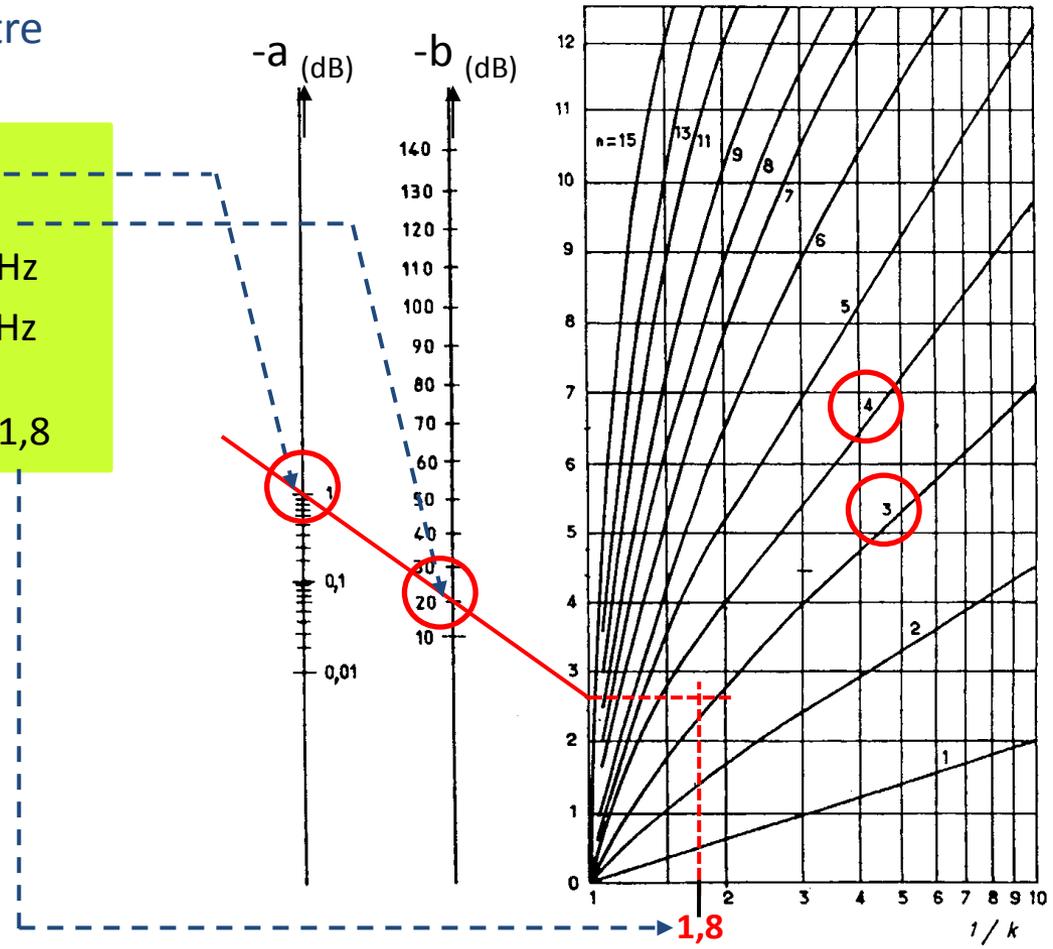
on utilise des abaques pour déterminer n .

• Détermination de l'ordre n du filtre

Supposons $\left\{ \begin{array}{l} a = -1 \text{ dB} \\ b = -20 \text{ dB} \\ f_p = 3000 \text{ Hz} \\ f_a = 5400 \text{ Hz} \end{array} \right.$

$\Rightarrow 1/k = f_p/f_a = 1,8$

$n > 3 \Rightarrow n = 4$



Abaque permettant de déterminer l'ordre n d'un filtre de Tchobyscheff lorsqu'on connaît sa sélectivité k, l'ondulation en bande passante : Amax et l'atténuation minimale en bande coupée : Amin.

- Détermination de la fonction de transfert **prototype** On utilise des tables.

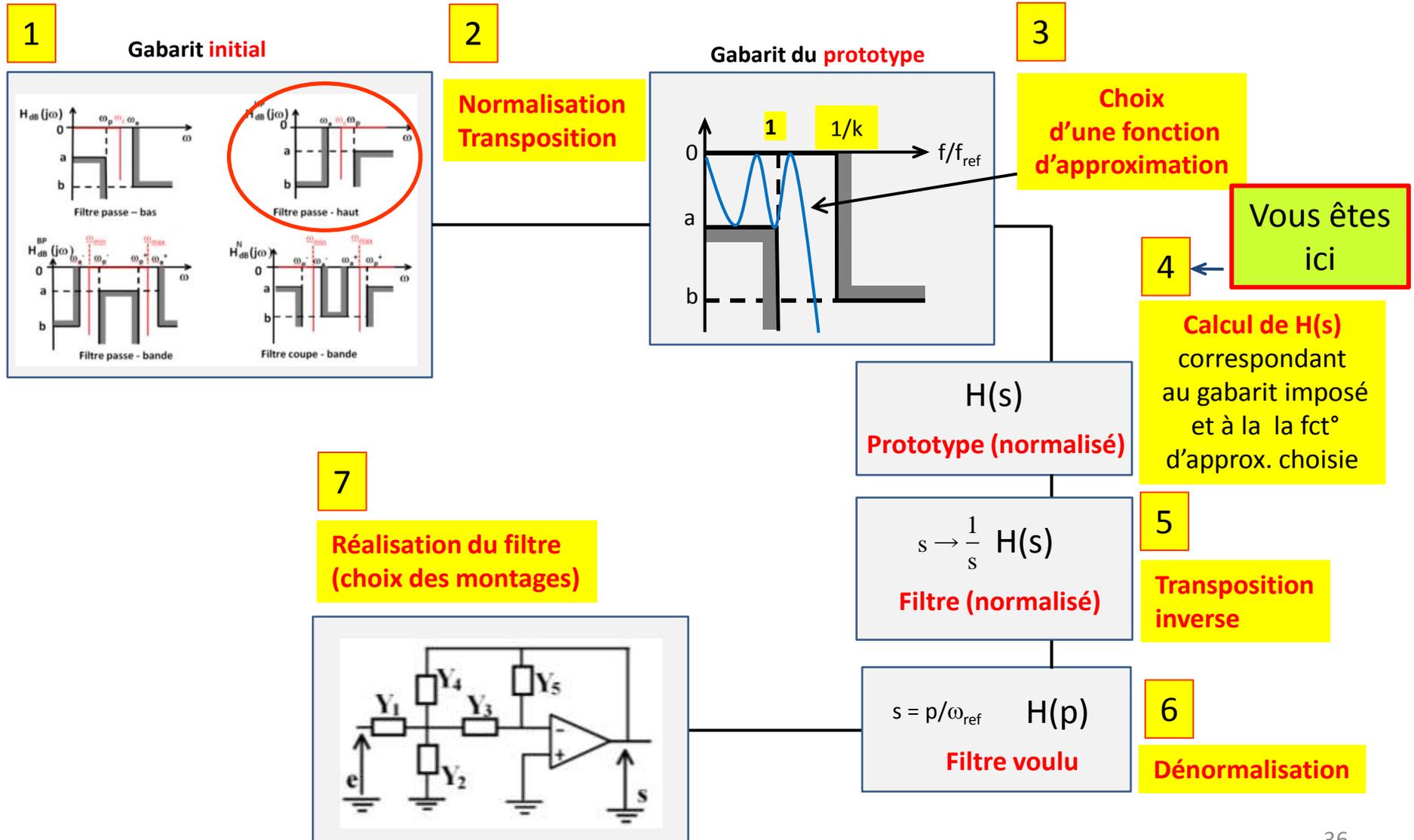
NB : La variable s est souvent utilisée en lieu et place de p pour signifier que la pulsation est normalisée...

$s = j\omega/\omega_{ref}$

n	Circuit	m	V_m	F_m	Fonction de transmission 1/H(s)
2	1	0,4978	1,12	0,707	$(0,9070s^2 + 0,9956s + 1)$
3	1	0,2485	2,08	0,933	$(1,0058s^2 + 0,4970s + 1)$
	2	2,0235			
4	1	0,1414	3,59	0,973	$(1,0136s^2 + 0,2828s + 1)$
	2	1,2056	1,01	0,228	$(3,5791s^2 + 2,4113s + 1)$
5	1	0,5455	1,49	0,565	$(2,3293s^2 + 1,0911s + 1)$
	2	0,0905	5,57	0,986	$(1,0118s^2 + 0,1810s + 1)$
	3	3,4543			$(3,454s + 1)$
6	1	1,8608	-	-	$(8,0188s^2 + 3,7217s + 1)$
	2	0,0627	8,01	0,991	$(1,0093s^2 + 0,1255s + 1)$
	3	0,3046	2,25	0,707	$(1,7930s^2 + 0,6092s + 1)$

**Filtre passe-bas de Tchebychev (ondulation de 1dB),
fonctions de transmission et grandeurs de réglages**

Synthèse de filtres où en sommes nous?



- Calcul de $H(p)$ normalisée du filtre initial

Transposition inverse

Prototype		Filtre obtenu
	\longleftrightarrow	
passé bas	$p \longleftrightarrow \frac{1}{p}$	passé haut
passé bas	$p \longleftrightarrow \frac{1}{B_1} \left(p + \frac{1}{p} \right)$	passé bande
passé bas	$p \longleftrightarrow \frac{B_2}{\left(p + \frac{1}{p} \right)}$	réjecteur

Exemple considéré

Vrai aussi avec $s = p/f_{rf}$

Exemple

$$H(s) = \frac{1}{(s^2 + 0,765s + 1)(s^2 + 1,848s + 1)}$$

4 **Transposition inverse**
 $s \rightarrow 1/s$

$$H(s) = \frac{1}{\left(\left(\frac{1}{s} \right)^2 + 0,765 \left(\frac{1}{s} \right) + 1 \right) \left(\left(\frac{1}{s} \right)^2 + 1,848 \left(\frac{1}{s} \right) + 1 \right)}$$

Passé bas **prototype** obtenu
 Pour une fct° caract. de **Butterworth**

Passé haut **normalisé**

Même chose si Tchebychev...

5 **Dénormalisation**

$$s \rightarrow p / \omega_p$$

- Calcul de $H(p)$ du filtre initial

Dénormalisation de $H(p)$ normalisée du filtre initial

$$H(p) = \frac{1}{\left(\left(\frac{\omega_p}{p} \right)^2 + 0,765 \left(\frac{\omega_p}{p} \right) + 1 \right) \left(\left(\frac{\omega_p}{p} \right)^2 + 1,848 \left(\frac{\omega_p}{p} \right) + 1 \right)}$$

Passé haut *double*

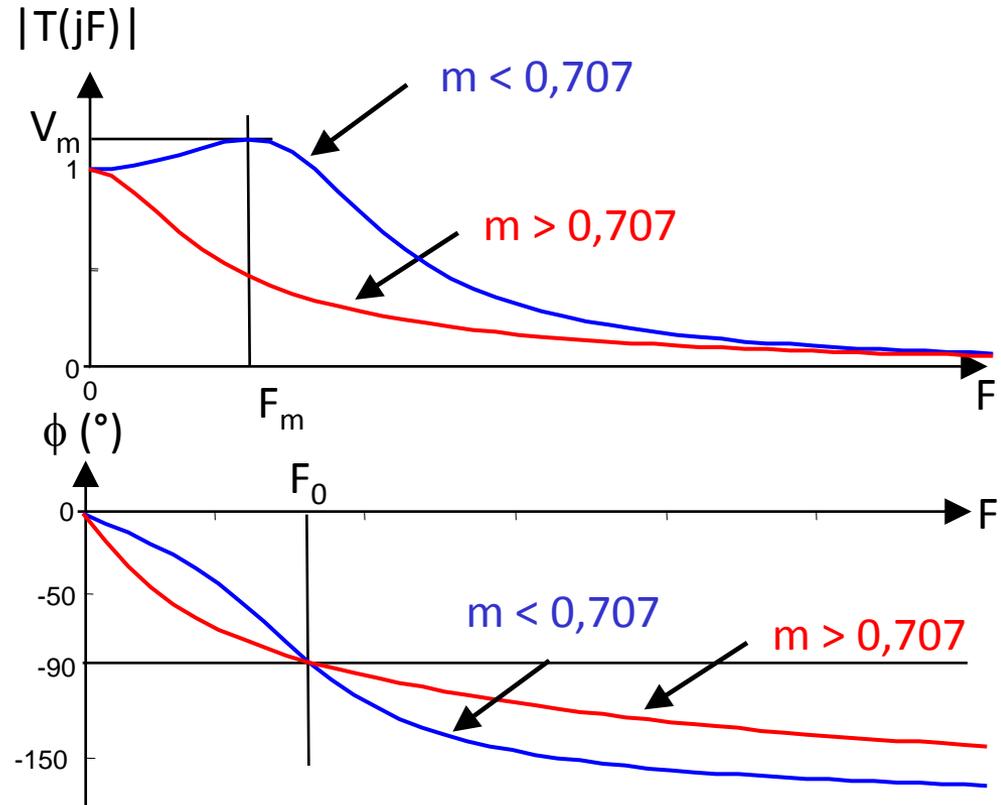
Rappels sur les filtres passe-bas du second ordre

$$\mathbf{T}(p) = \frac{1}{1 + 2m\left(\frac{p}{\omega_0}\right) + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}$$

m = coefficient d'amortissement

$$\mathbf{V}_m = \frac{1}{2m\sqrt{1-m^2}}$$

$$\mathbf{F}_m = \mathbf{F}_0\sqrt{1-2m^2}$$



Rappels sur les filtres passe-bas du second ordre

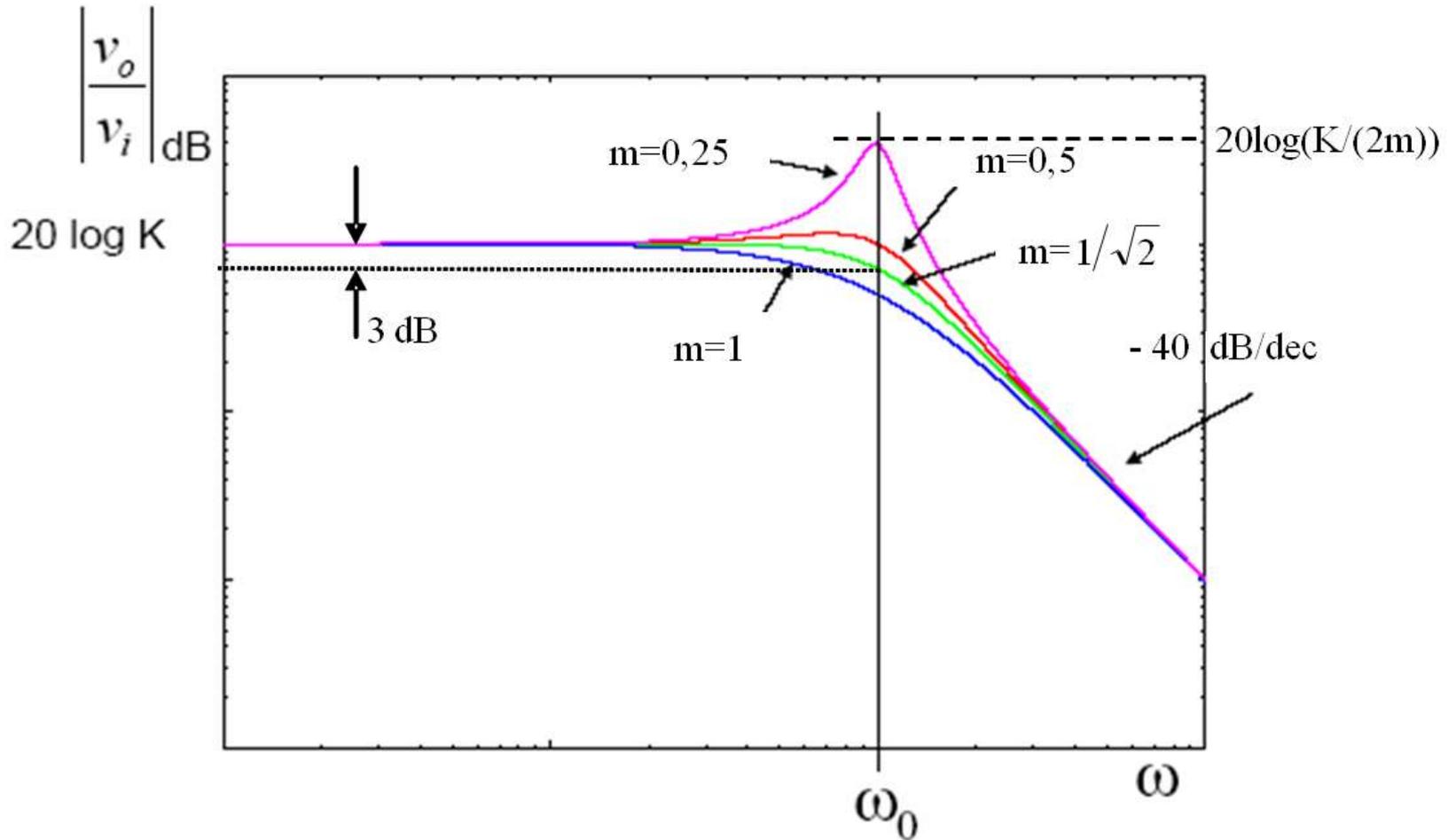
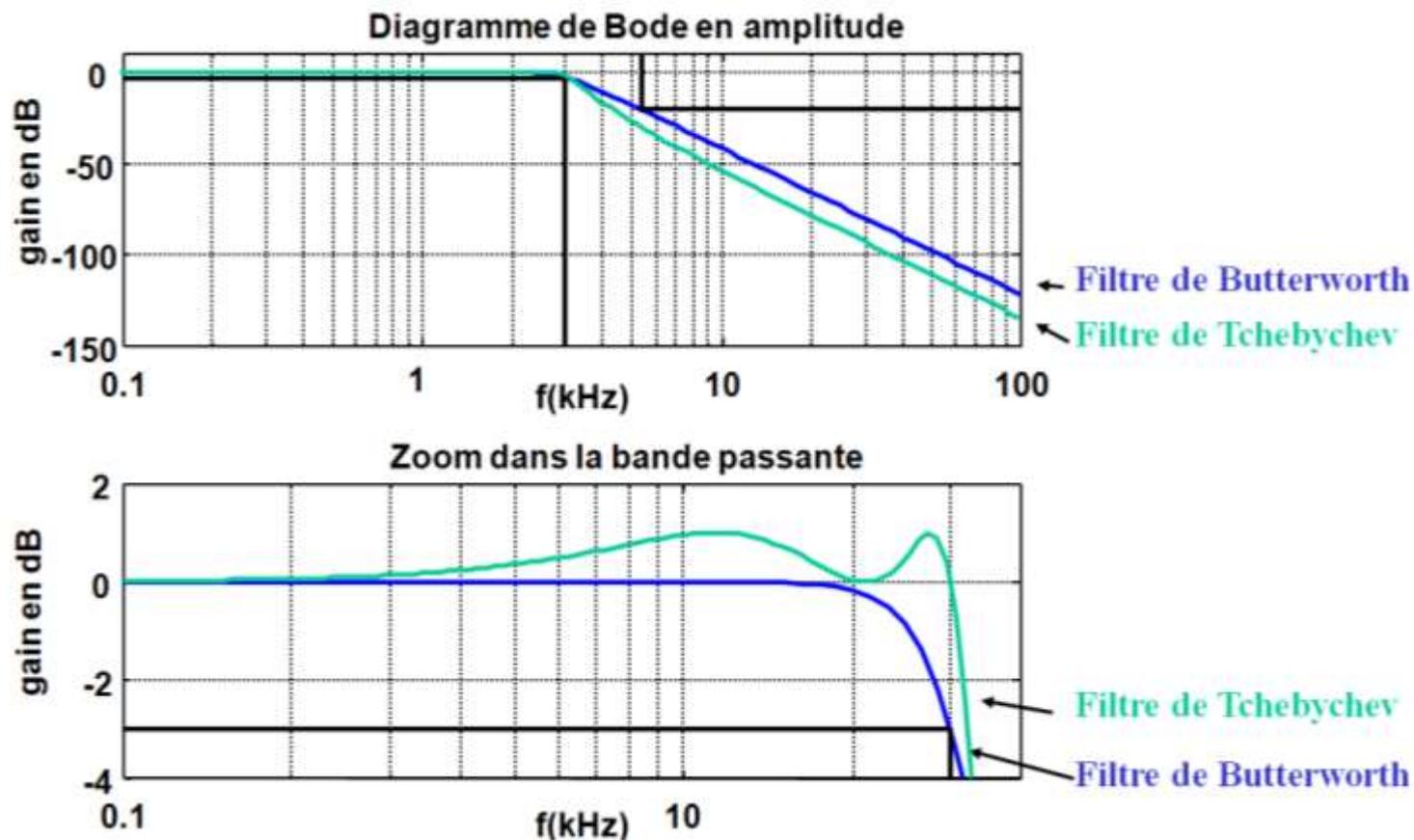


Diagramme de Bode d'un filtre passe-bas

Comparaison Butterworth/Tchebychev (passe bas n = 4)



I- Synthèse de filtres et réalisation à l'aide d'A.O.

1. Position du problème
2. Démarche à suivre pour la synthèse de filtres
3. Exemples de réalisation à l'aide d'AO

II- Les oscillateurs

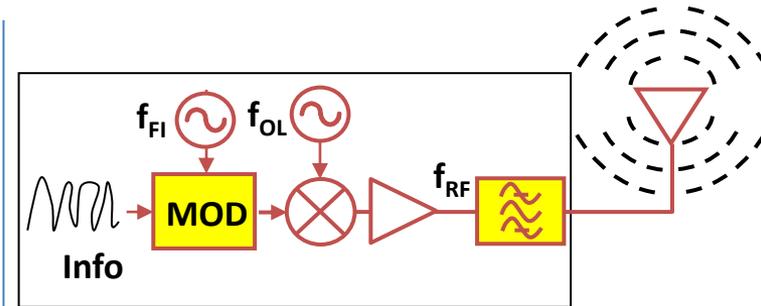
1. Principe
2. Etude d'un oscillateur
 - Démarrage
 - Régime établi

III- La boucle à verrouillage de phase

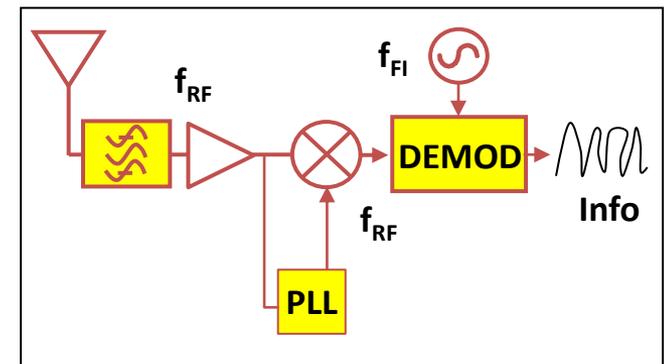
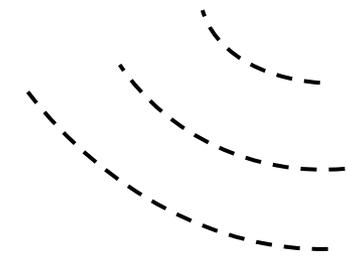
1. Structure
2. Etude Qualitative
3. Etude Quantitative

I-V La fonction mélangeur

1. Principe
2. Exemples de réalisations



Emetteur



Récepteur

Choix de la structure adéquate réalisation du filtre synthétisé

Il est nécessaire de prendre en compte :

- les imperfections des composants R et C,
- les imperfections des amplificateurs opérationnels,
- l'influence de la température et du vieillissement des composants

Sensibilité des paramètres d'un montage aux variations des composants

la **sensibilité** mesure la variation, en pourcentage, d'une grandeur A caractéristique du circuit induite par une variation d'un composant du circuit :

Exemple : si $T(p) = \frac{K}{1 + \frac{1}{Q} \left(\frac{p}{\omega_0} \right) + \left(\frac{p}{\omega_0} \right)^2}$,

on s'intéresse à

$$S_a^{|T|} \approx S_a^K + S_{\omega_0}^{|T|} S_a^{\omega_0} + S_Q^{|T|} S_a^Q$$

Grandeur caractéristique

Composant

$$S_a^A = \frac{a}{A} \frac{dA}{da}$$

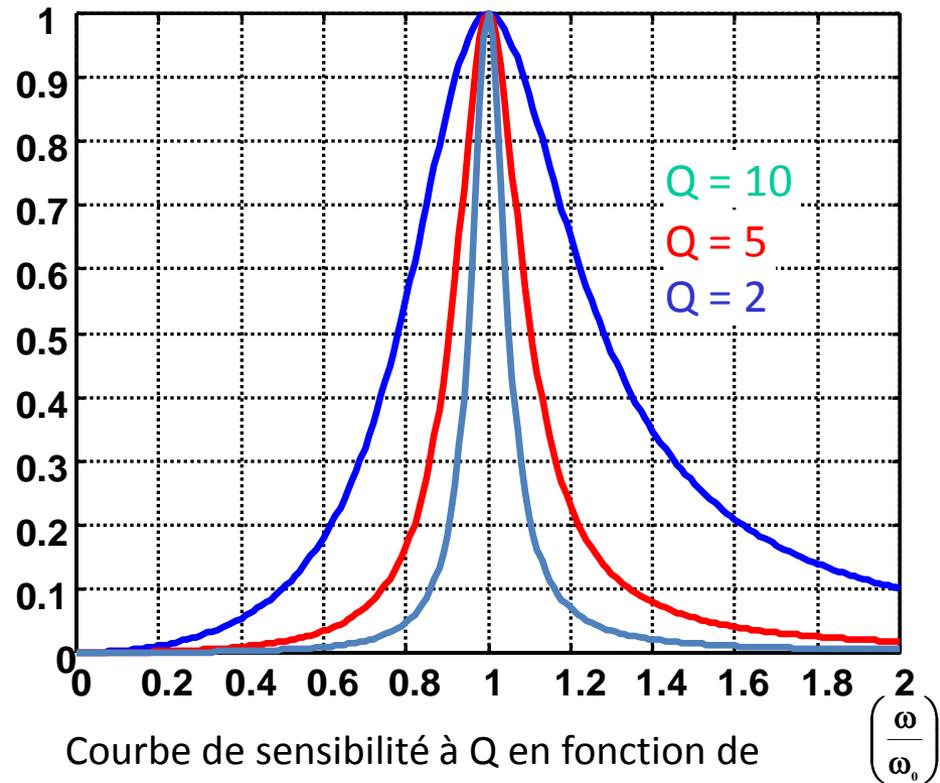
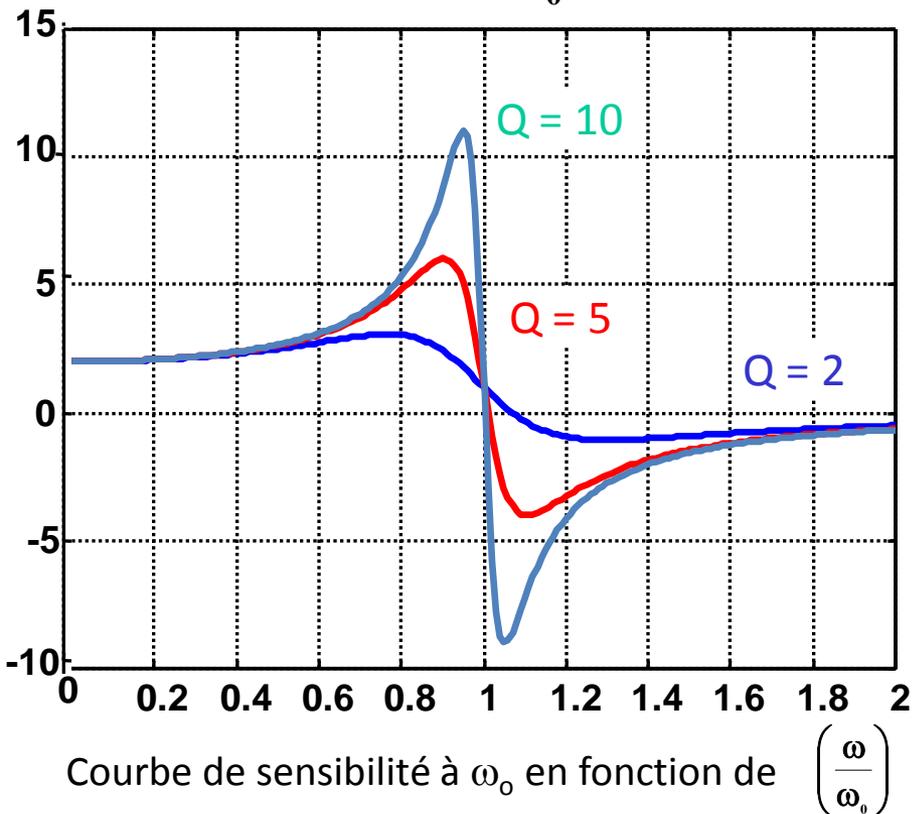
Ces trois sensibilités dépendent du type de circuit choisi pour réaliser le filtre.

Exemple de la sensibilité d'un filtre passe-bas du second ordre

$$S_{\omega_0}^{|T|} = f\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

$$S_a^{|T|} \approx S_a^K + S_{\omega_0}^{|T|} S_a^{\omega_0} + S_Q^{|T|} S_a^Q$$

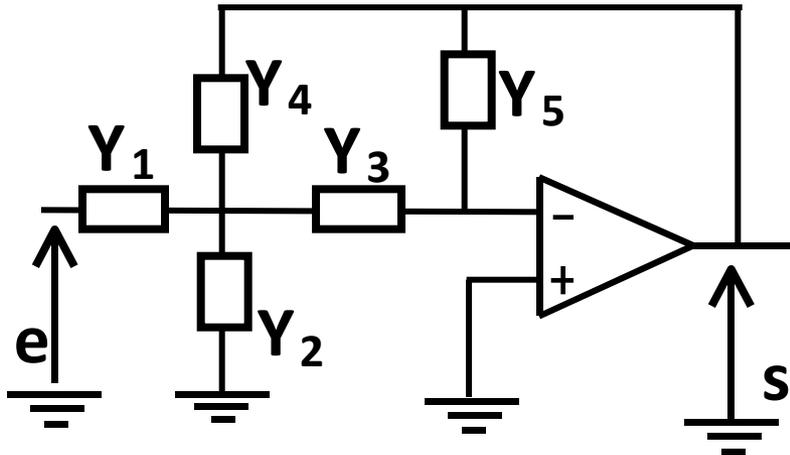
$$S_Q^{|T|} = f\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$



⇒ $S_{\omega_0}^{|T|} \approx Q \cdot S_Q^{|T|}$: il faut privilégier les structures où $S_a^{\omega_0}$ est faible

Exemples de réalisation

1- Structure de Rauch



$$T(p) = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_3 Y_4 + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}$$

Exemple : filtre passe-bas

$$Y_1 = Y_3 = Y_4 = 1/R, Y_2 = C_1 p, Y_5 = C_2 p$$

$$T(p) = \frac{-1}{1 + 3RC_2 p + R^2 C_1 C_2 p^2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}, Q = \frac{1}{3}\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

$$S_R^{\omega_0} = -1$$

$$S_R^Q = 0$$

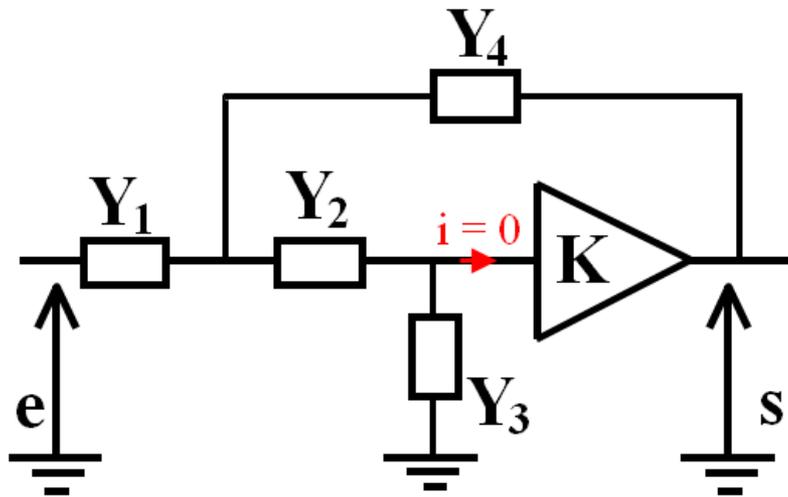
$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -0,5$$

$$S_{C_1}^Q = 0,5$$

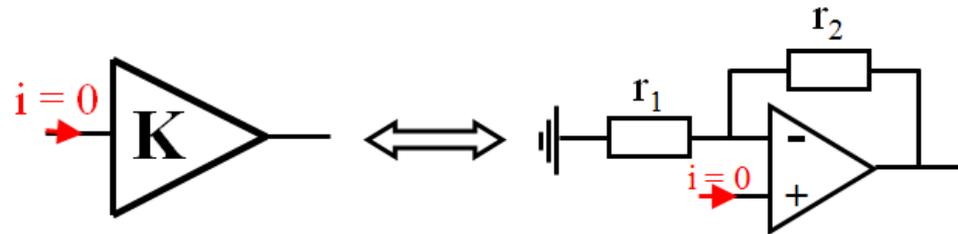
$$S_{C_2}^Q = -0,5$$

Exemples de réalisation

2- Structure de Sallen-Key



$$T(p) = K \frac{Y_1 Y_2}{(Y_2 + Y_3)(Y_1 + Y_4) + Y_2(Y_3 - K \cdot Y_4)}$$



Exemple : filtre passe-bas

$$Y_1 = Y_2 = 1/R, Y_3 = C_2 p, Y_4 = C_1 p$$

$$T(p) = \frac{K}{1 + R(2C_2 + C_1(1-K))p + R^2 C_1 C_2 p^2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}, Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{2C_2 + C_1(1-K)}$$

$$S_R^\omega = -1$$

$$S_R^Q = 0$$

$$S_{C_1}^\omega = S_{C_1}^Q = -0,5$$

$$S_{C_1}^Q = \frac{2C_2 - C_1(1-K)}{2(2C_2 + C_1(1-K))}$$

$$S_{C_2}^Q = \frac{-2C_2 + C_1(1-K)}{2(2C_2 + C_1(1-K))}$$

Rôle d'un filtre: sélectionne une bande de fréquence (\exists également des filtres satisfaisant des contraintes de phase).

Gabarit d'un filtre : contraintes que l'on impose sur le module de la fonction de transfert $|H(\omega)|$ du filtre que l'on veut réaliser.

Synthèse d'un filtre : ensemble des étapes (voir diapositive 51) entrant dans le calcul d'une fonction de transfert $H(\omega)$ dont le module satisfasse non seulement le gabarit fixé mais aussi d'autres contraintes (linéarité, stationnarité, stabilité) liées pour certaines au fait qu'il faut que le filtre soit réalisable.

Ces contraintes sont satisfaites par certaines familles de fonctions d'approximation (Butterworth, Tchebyshev, et c.).

Réalisation d'un filtre actif : une fois l'expression de $H(\omega)$ définie, il faut l'obtenir expérimentalement à l'aide d'un montage électronique. Il existe pour ce faire des cellules à composants actifs standards (cellules de Rauch, de Sallen-Key, gyrateurs, et c.). Une fois les cellules choisies il reste à en dimensionner les composants (i.e. en déterminer les valeurs) par identification entre la fonction de transfert des cellules et l'expression $H(\omega)$ issue de l'étape de synthèse du filtre.

I- Synthèse de filtres et réalisation à l'aide d'A.O.

1. Position du problème
2. Démarche à suivre pour la synthèse de filtres
3. Exemples de réalisation à l'aide d'AO

II- Les oscillateurs

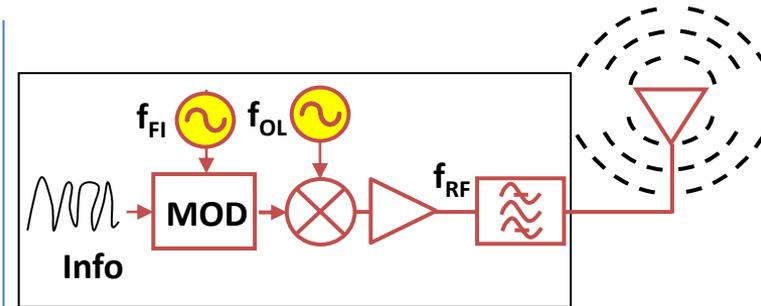
1. Principe
2. Etude d'un oscillateur
 - Démarrage
 - Régime établi

III- La boucle à verrouillage de phase

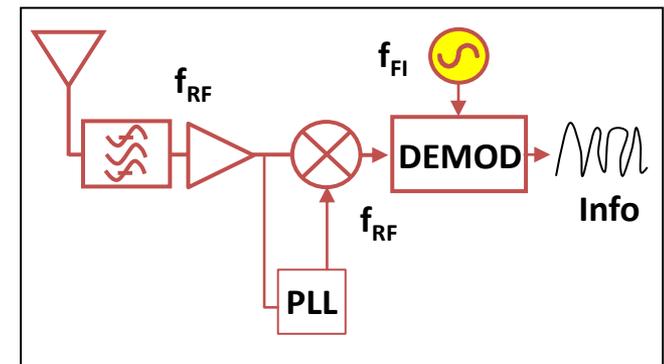
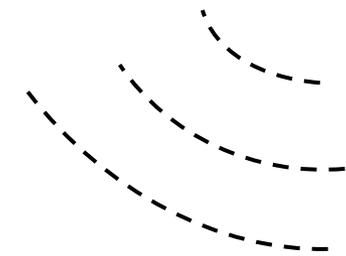
1. Structure
2. Etude Qualitative
3. Etude Quantitative

I-V La fonction mélangeur

1. Principe
2. Exemples de réalisations



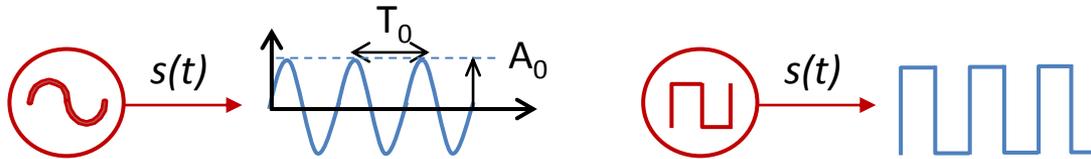
Emetteur



Récepteur

PRINCIPE**Qu'est-ce qu'un oscillateur ?**

Un circuit produisant un signal périodique $s(t)$ en l'absence de toute excitation extérieure (autrement dit il ne possède pas d'entrée à laquelle on appliquerait un signal d'entrée $e(t)$).



Néanmoins, pour que $s(t)$ puisse exister, **une source d'énergie est nécessaire** (alimentation externe V_{cc}), l'oscillateur comprend donc nécessairement un **composant actif** (alimenté), i.e. un amplificateur.

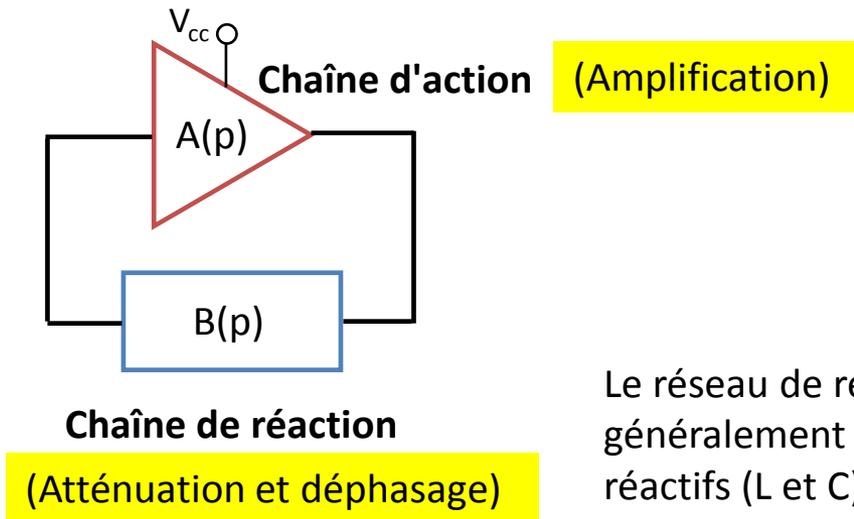
L'oscillation générée est caractérisée par son amplitude A_0 et sa fréquence $f_0=1/T_0$.

Utilisation des oscillateurs :

Exple : dans les systèmes de télécommunications les oscillateurs sinusoïdaux sont nécessaires en émission et réception (transposition en fréquence, modulation).

Structure d'un oscillateur :

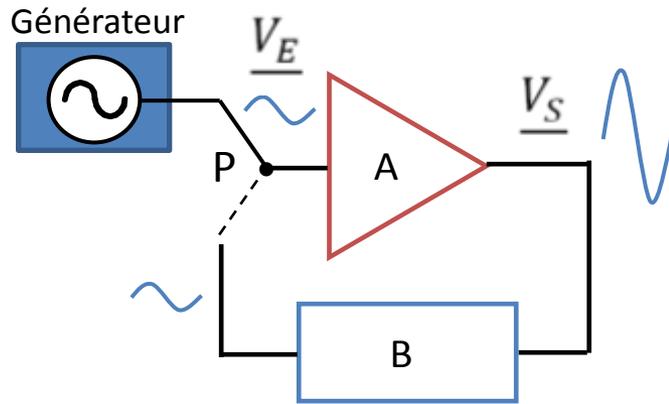
Elle est constituée d'un **amplificateur** et d'une boucle de **rétroaction**.



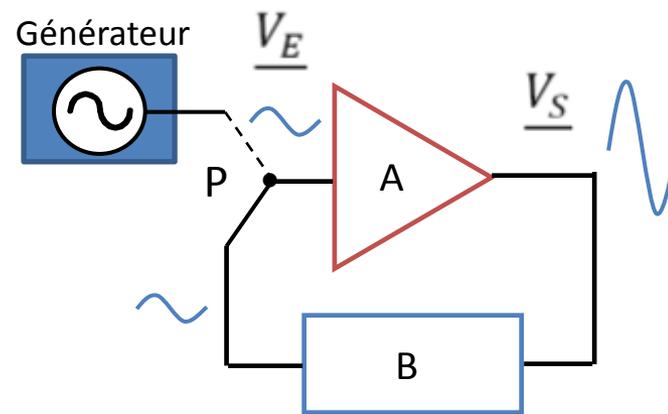
Le réseau de réaction comporte généralement des éléments réactifs (L et C)

Comment une oscillation peut elle naître d'un amplificateur ?

Etape 1 : **Imaginons** que l'on crée l'oscillation V_S en appliquant via un géné., une oscillation V_E en entrée de l'ampli.



Etape 2 : **entretien de l'oscillation** en appliquant en entrée la sinusoïde issue de la chaîne de réaction.



Pour que l'oscillation V_S soit maintenue et reste d'amplitude constante, il faut que le signal V_E en sortie du circuit de réaction soit égal à celui appliqué à l'étape 1.

Critère de Barkhausen

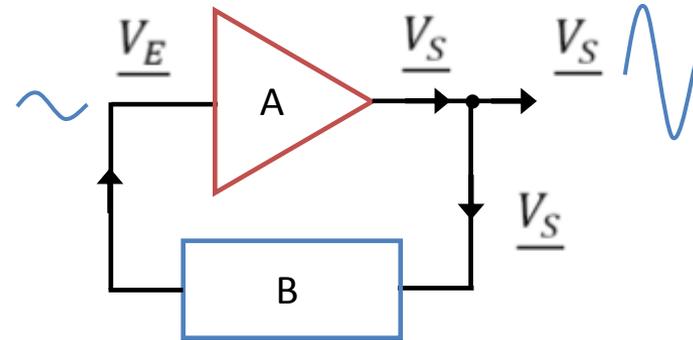
Considérons le système en régime sinusoïdal **permanent**

$$\text{On a } \begin{cases} \underline{V}_S = \underline{A} \cdot \underline{V}_E \\ \underline{V}_E = \underline{B} \cdot \underline{V}_S \end{cases} \Rightarrow \underline{V}_S \cdot (1 - \underline{A} \cdot \underline{B}) = 0$$

∃ Deux solutions :

- Ou $(1 - \underline{A} \cdot \underline{B}) \neq 0 \Rightarrow \underline{V}_S = 0$ **pas d'oscillation**
- Ou $(1 - \underline{A} \cdot \underline{B}) = 0 \Rightarrow \underline{A} \cdot \underline{B} = 1$ et $\underline{V}_S \neq 0$ ∃ **une oscillation V_s**

$$\underline{A} \cdot \underline{B} = 1 \quad \text{Critère de Barkhausen}$$

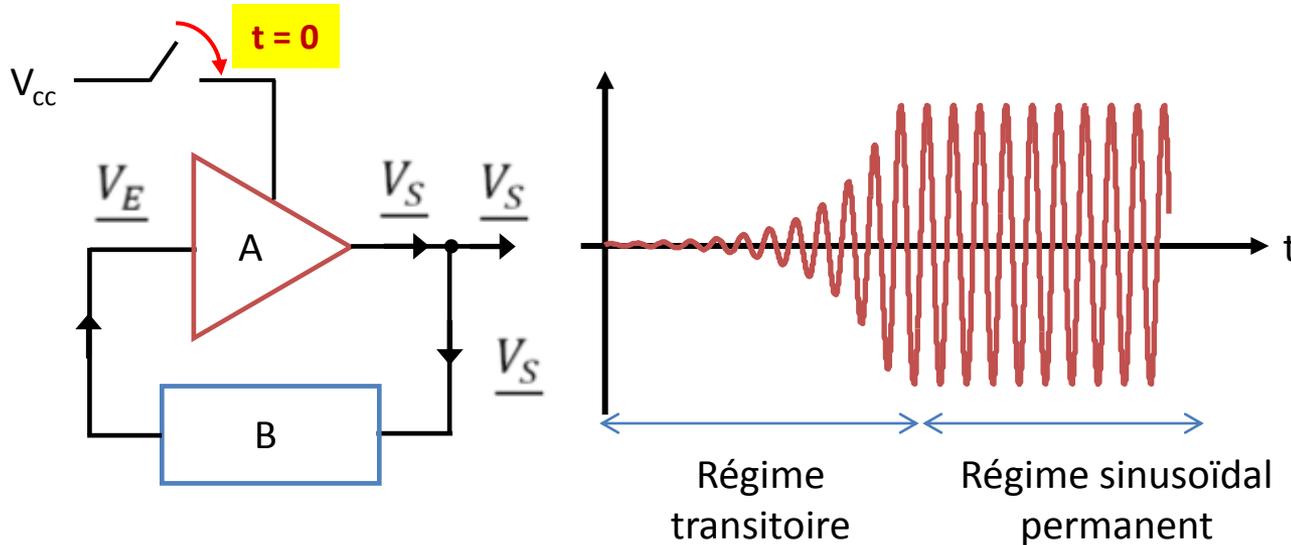


• Si l'amplificateur et le réseau de réaction ne comportent pas d'éléments réactifs (L, C) le signal V_s peut être qcq (sa fréquence peut l'être).

• **Si** par contre l'amplificateur et le réseau de réaction comportent des **éléments réactifs** (L, C) le signal de sortie ne pourra avoir qu'une **fréquence d'oscillation bien déterminée**.

D'où vient la mystérieuse oscillation d'entrée qui permet le démarrage de l'oscillateur ?

D'où vient l'œuf qui donne la poule ? Autrement dit, que se passe-t-il (avant) pour qu'apparaisse le régime sinusoïdal permanent supposé pour établir le critère d'oscillation ?

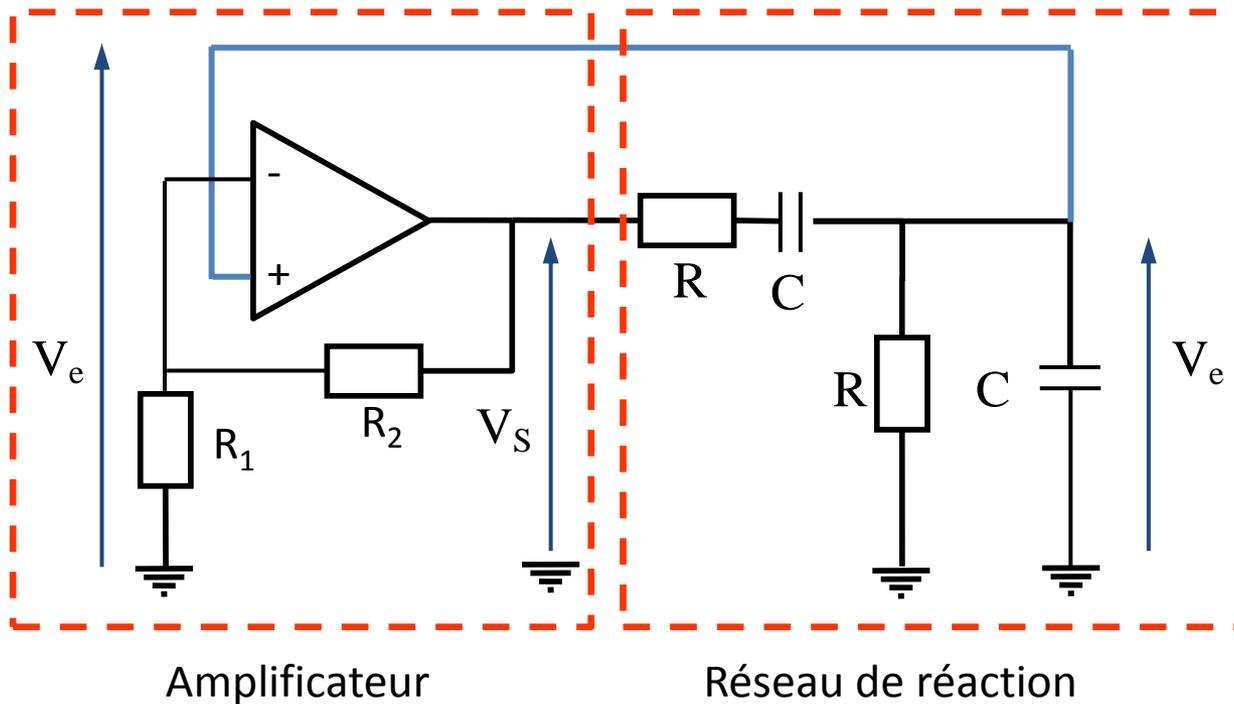


Régime transitoire : A la mise sous tension du montage, du **bruit** (signal parasite) apparaît nécessairement dans le montage et notamment en entrée de l'amplificateur. Ce bruit est amplifié. Mais pour qu'une oscillation puisse naître en sortie il faut que ce bruit existe à la fréquence satisfaisant la condition d'oscillation. C'est le cas puisqu'un bruit blanc contient du signal à toutes les fréquences.

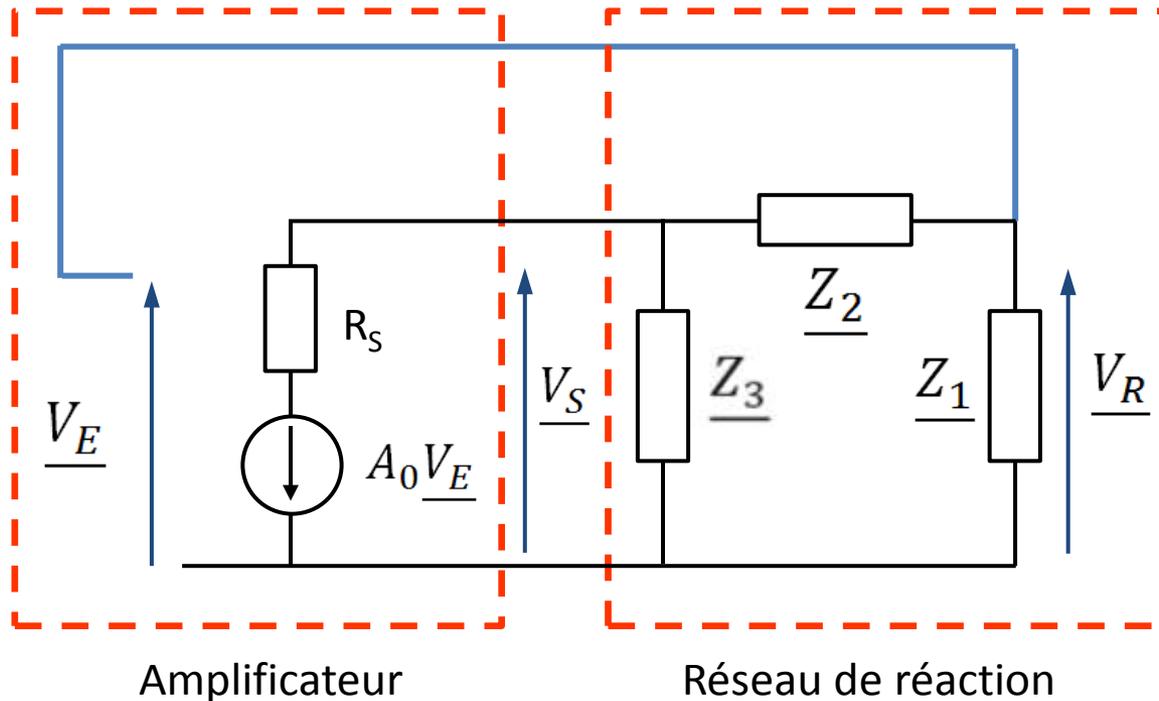
$A.B > 1$	$A.B = 1$
Condition de démarrage	Condition d'oscillation (critère de Barkhausen)

Il faut $A.B \geq 1$

Condition d'oscillation, exemple de l'oscillateur à pont de Wien



Condition d'oscillation, forme générale d'un oscillateur



Amplificateur : très forte impédance d'entrée (JFET, AOP)

Réseau de réaction : comporte 3 impédances $\underline{Z_1}$, $\underline{Z_2}$, $\underline{Z_3}$

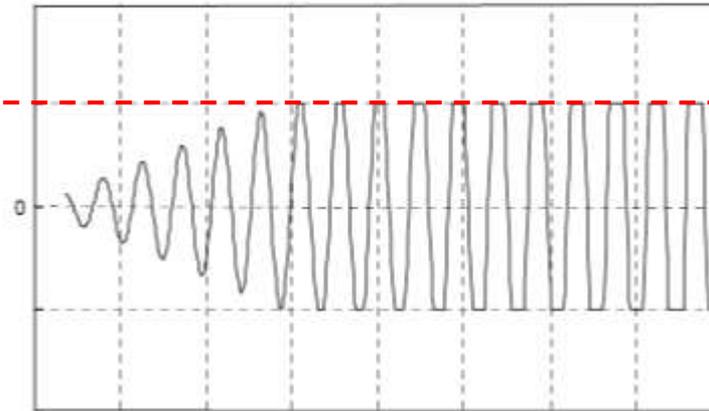
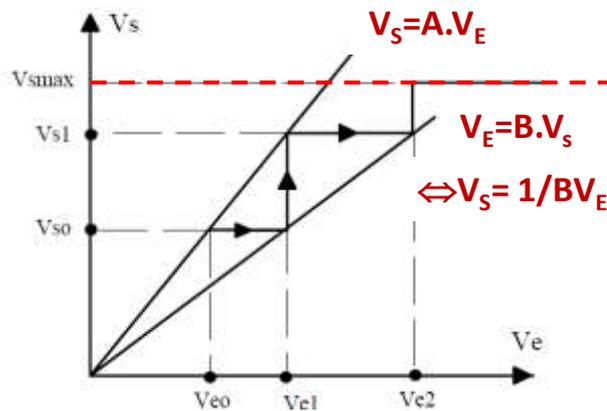
Exprimons $\underline{A} \cdot \underline{B}$, afin d'exprimer le critère de Barkhausen $\underline{A} \cdot \underline{B} = 1$

Comment maintenir une oscillation d'amplitude constante ?

Les caractéristiques des éléments de l'oscillateur sont susceptibles de dériver avec la température ou à cause des fluctuations de la tension d'alimentation.

Difficile de maintenir $A.B$ strictement égal à 1.

- Si $A.B > 1$



Tension de saturation de l'amplificateur

$$A.B > 1 \Leftrightarrow A > 1/B$$

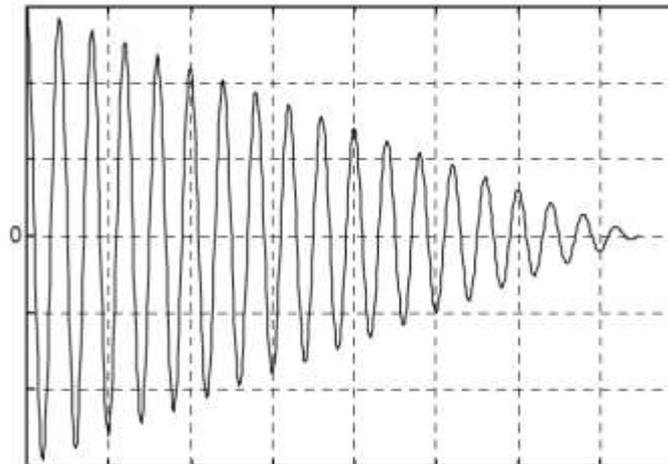
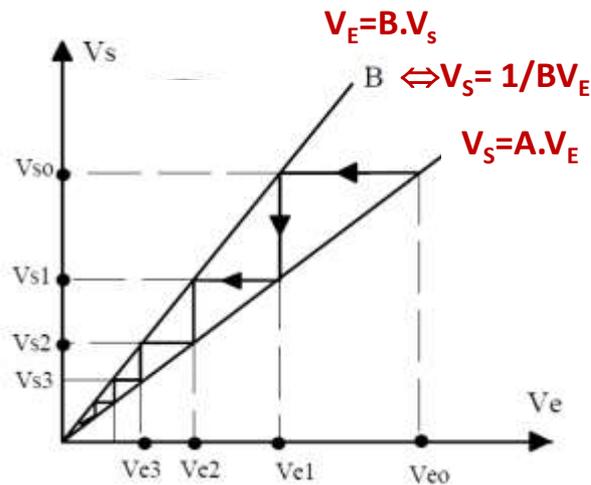
La condition $A.B > 1$ permet l'accroissement de l'amplitude des oscillations. Celle-ci s'arrêtera à la valeur de la tension de saturation de l'amplificateur.

Inconvénient : signal saturé = non linéarité = apparition d'harmoniques.

Le signal ne sera pas une pure sinusoïde.

Comment maintenir une oscillation d'amplitude constante ?

- Si $A.B < 1$



$A.B < 1 \Leftrightarrow A < 1/B$

La condition $A.B < 1$ l'amplitude des oscillations décroît jusqu'à leur disparition.

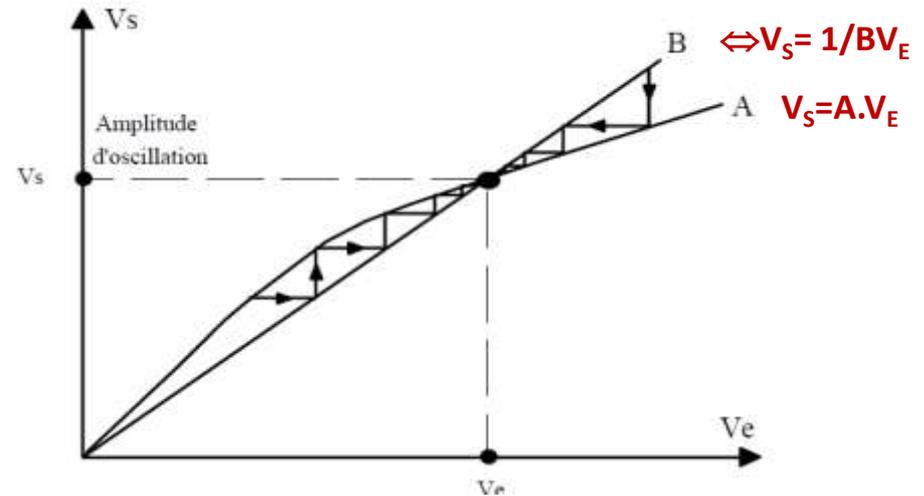
Comment maintenir une oscillation d'amplitude constante ?

- Si $V_E = A(V_E)$ est non linéaire

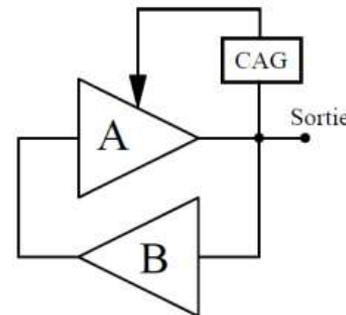
Afin de stabiliser l'oscillation à une certaine amplitude, on utilise un amplificateur dont la caractéristique $V_S = A(V_E)$ est non linéaire

Les composants du réseaux de réaction sont quant à eux dimensionnés de manière à ce que le gain (linéaire) B soit tel que les courbes $V_S = A(V_E)$ et $V_E = B(V_S)$ se croisent.

Le point d'intersection fixera l'amplitude des oscillations.



La non linéarité et par suite la stabilisation de l'amplitude d'oscillation peuvent être obtenues en introduisant par exemple une thermistance ou un contrôle automatique de gain dans le montage

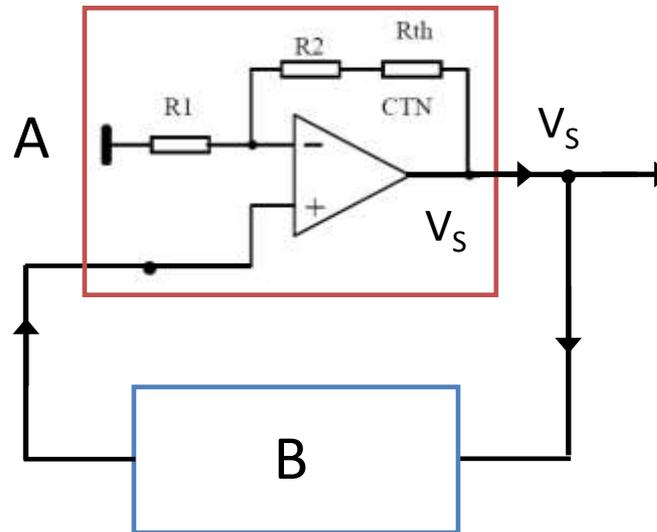


La **non linéarité** et par suite la stabilisation de l'amplitude d'oscillation peuvent être obtenues en introduisant par exemple une **thermistance** ou un **contrôle automatique de gain** dans le montage

- Stabilisation de l'amplitude de V_s au moyen d'une thermistance

On choisit une thermistance à coefficient de température négatif (CTN), i.e. qui \searrow qd $T^\circ \nearrow$.

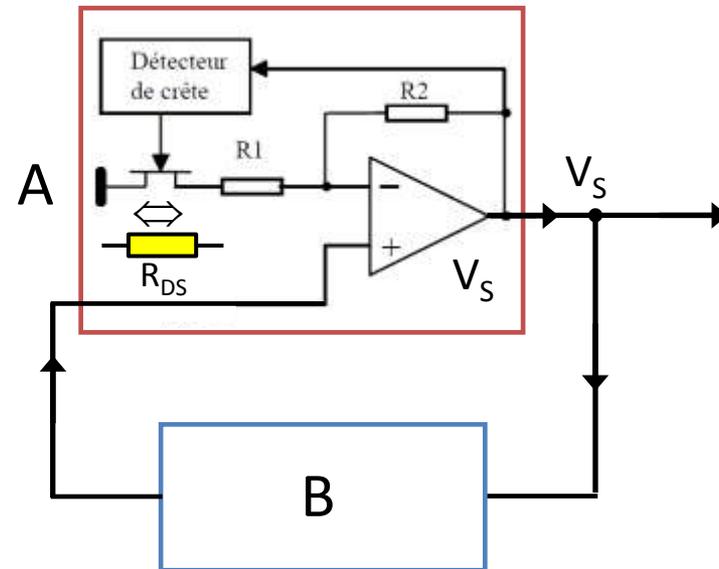
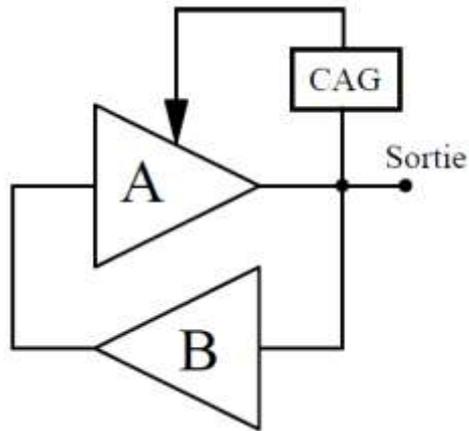
Qd $V_s \nearrow$, $I_{TH} \nearrow$ et par suite le gain $G = 1 + (R_2 + R_{th})/R_1$ de l'amplificateur \searrow et l'amplitude de V_s se stabilise.



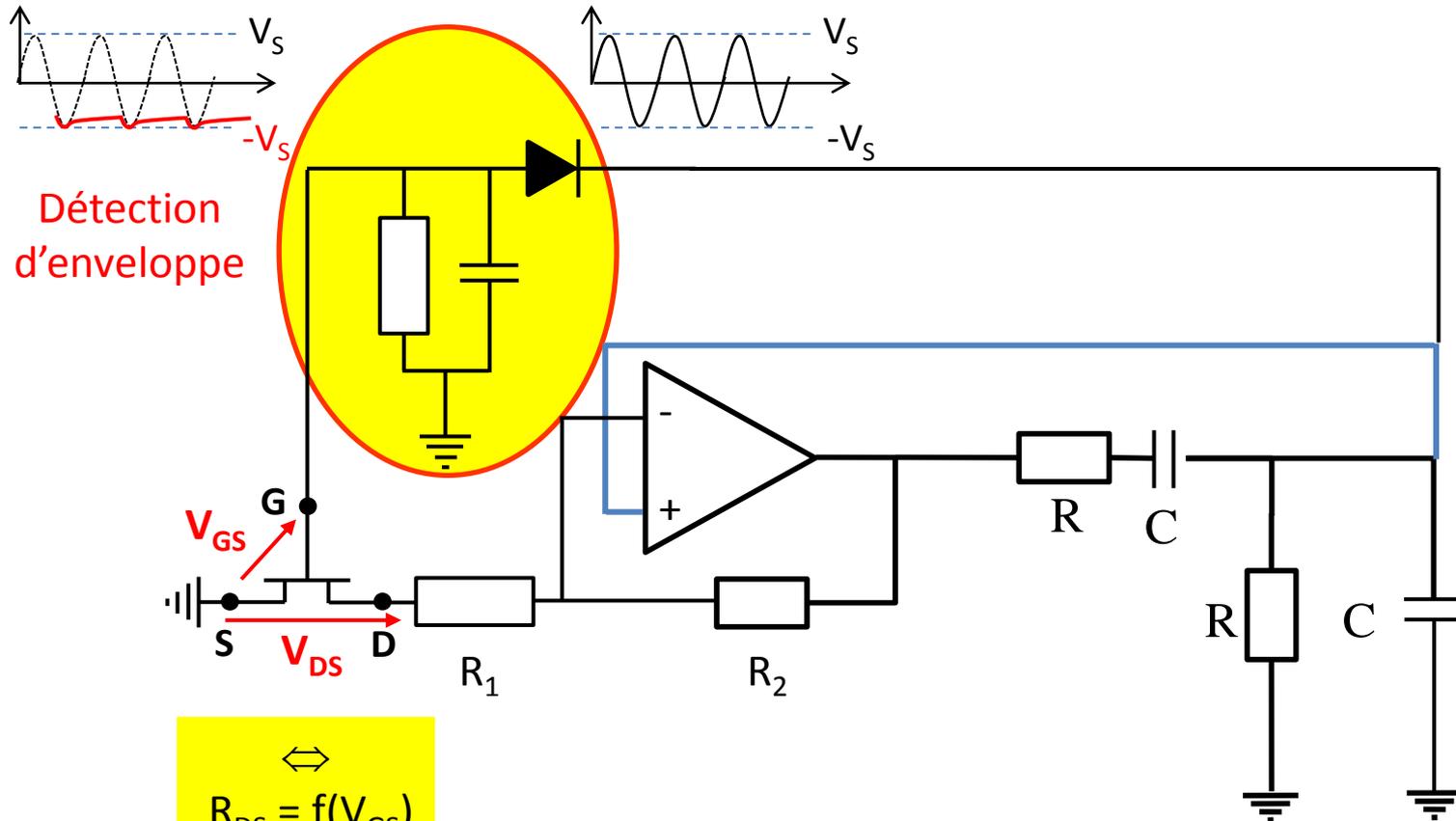
- Stabilisation de l'amplitude de V_S au moyen d'un transistor

Le principe est le même que pour la thermistance, on agit sur le gain $G = 1 \frac{R_2 + R_{DS}}{R_1}$ de l'amplificateur

en faisant varier une résistance, ici $R_{DS} = f(V_{GS})$, la résistance drain source



Maintien des oscillations, exemple de l'oscillateur à pont de Wien



Détection d'enveloppe

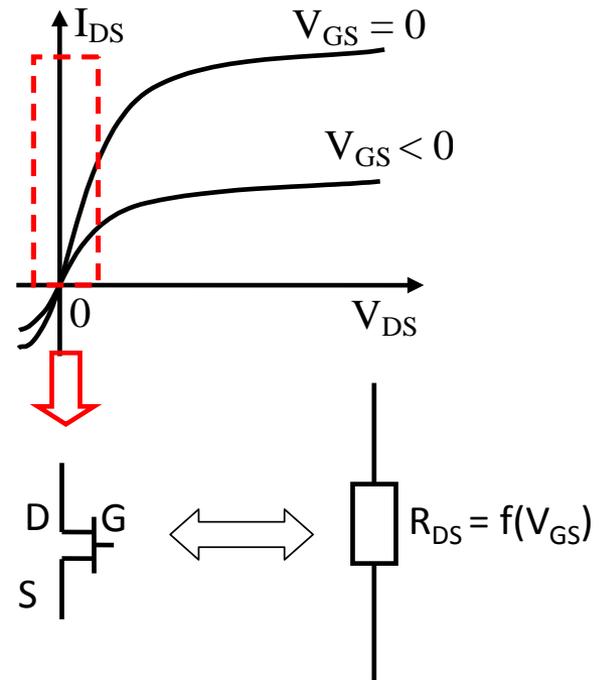
$$R_{DS} = f(V_{GS})$$

Ajustement du gain via R_{DS}

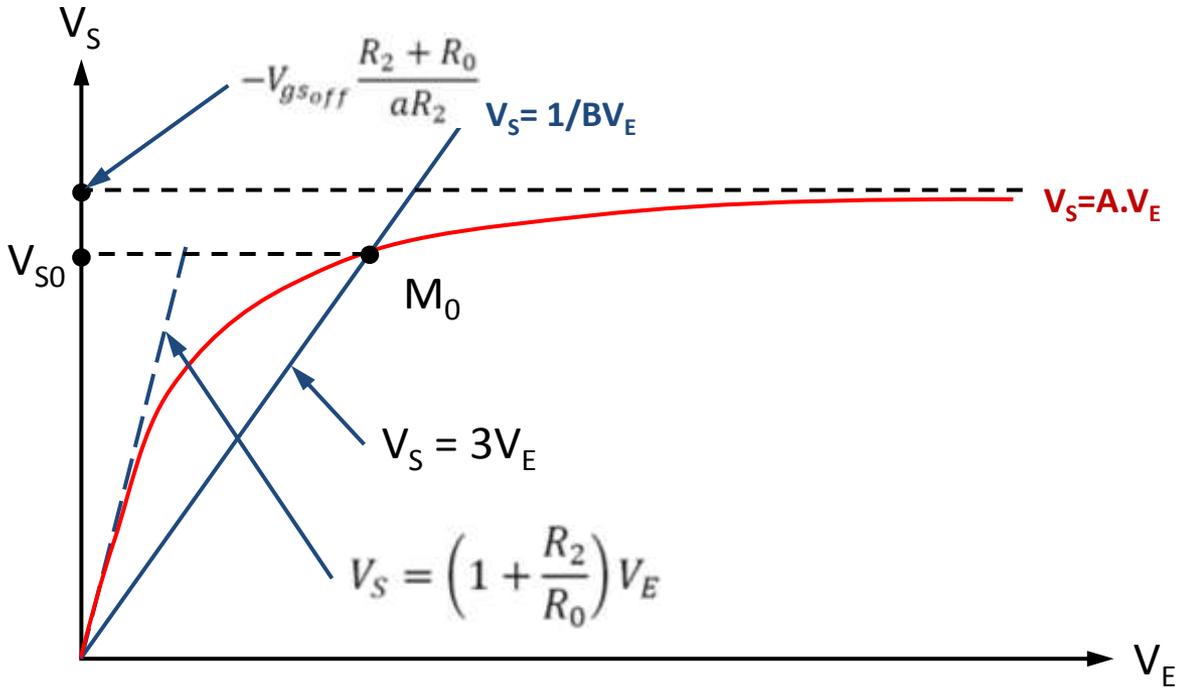
Maintien des oscillations, exemple de l'oscillateur à pont de Wien

Montage de contrôle automatique du gain : on utilise les propriétés d'un transistor à effet de champ pour modifier la valeur du gain de la chaîne d'action.

$$R_{DS} = \frac{R_0}{1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}}$$



Maintien des oscillations, exemple de l'oscillateur à pont de Wien



Etude d'un oscillateur1) Etude du **démarrage** d'un oscillateur :

Se fait à l'aide des outils et **critères** mathématiques / géométriques **relatifs à la stabilité des systèmes bouclés linéaires.**

2) Etude du **régime établi** :

Une **non linéarité** entrant en jeu, le système ne peut plus être étudié avec les outils concernant les systèmes linéaires, on se place pour cette étude dans **l'approximation du premier harmonique .**

- Etude du démarrage d'un oscillateur :

Systeme linéaire : ✓ mise en équations

- Etude du démarrage d'un oscillateur :

Systeme linéaire : ✓ condition de stabilité

- Etude du démarrage d'un oscillateur :

Systeme linéaire : ✓ condition d'oscillation

- Etude du démarrage d'un oscillateur :

La **condition d'oscillation**, correspond à la **limite de l'instabilité du système bouclé**.

Il est donc intéressant de déterminer **dans quelles conditions un système bouclé est stable ou instable**

Etude de la stabilité d'un système bouclé

S'effectue soit à partir • d'un **critère mathématique** : recherche des pôles de $G(p)$

- soit d'un **critère géométrique** : critère de Nyquist

On veut savoir si le système en boucle fermée sera stable ou non

- On peut pour cela étudier sa fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) $G(p)$

Le système est stable en BF si les pôles de $G(p)$ sont à partie réelle < 0

Critère mathématique

- On peut également étudier sa fct° de transfert en boucle ouverte (FTBO) $T(p)$

Pourquoi étudier $T(p)$ plutôt que $G(p)$ Pour savoir si en BF le système sera stable ?

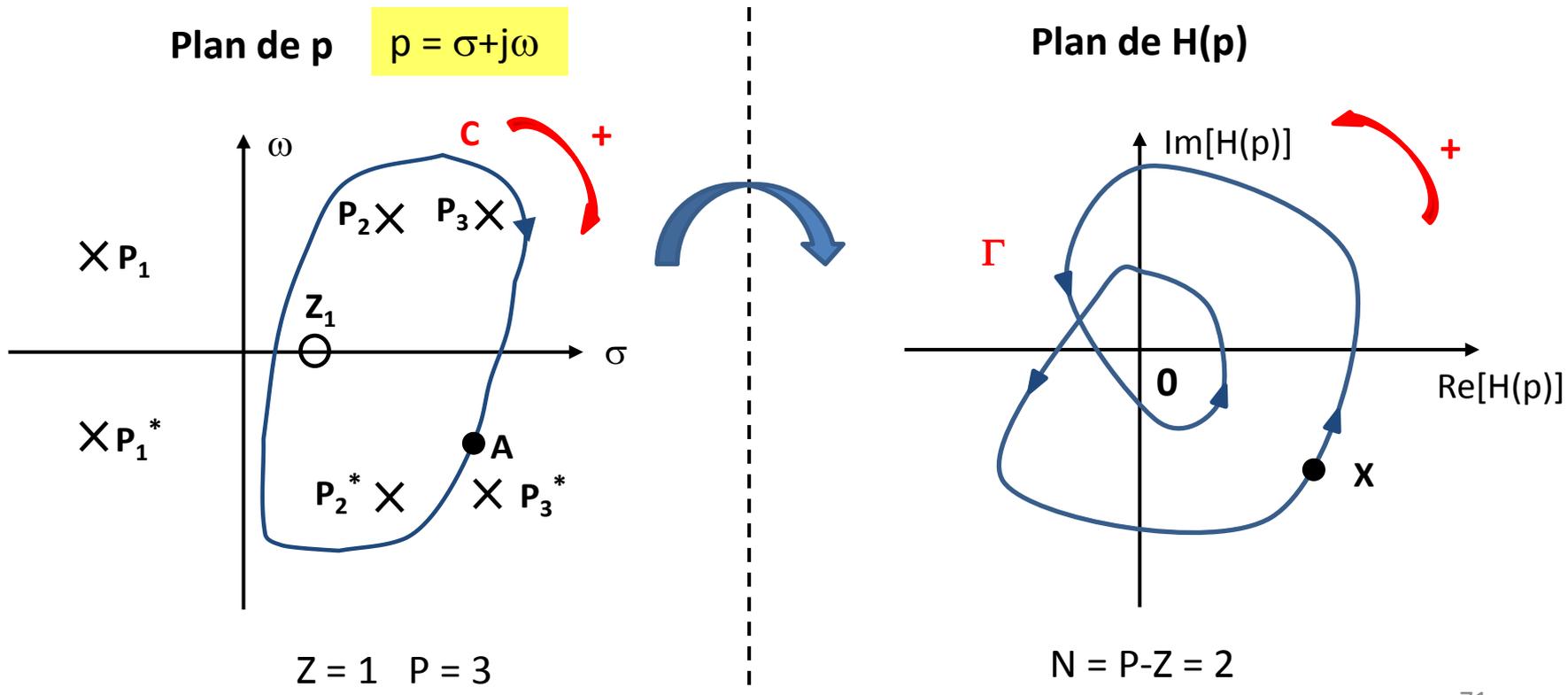
Dans la pratique on ne tient pas à boucler le système sans savoir s'il sera stable ou non.

On mesure donc expérimentalement sa FTBO $T(p)$ et, grâce au **critère de Nyquist**, on en déduit si, une fois bouclé, le système sera stable ou non.

Critère géométrique

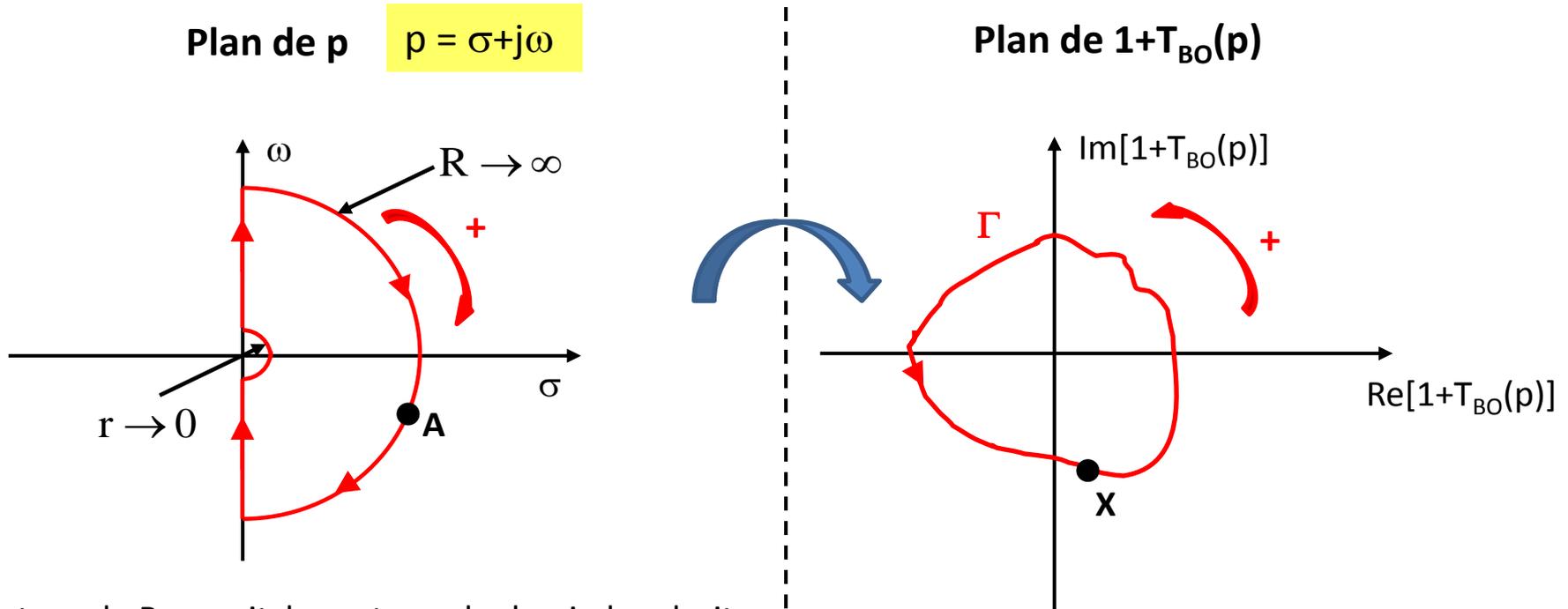
Théorème de Cauchy

Si dans le plan complexe, le point A, représentatif du nombre complexe $p = \sigma + j\omega$, décrit dans le sens horaire un **contour fermé C**, le point X représentatif de la fonction **H(p) décrira, dans le sens trigo**, un **contour fermé Γ tournant $N = P - Z$ fois autour de l'origine** ; P et Z étant respectivement les nombres de **pôles** et de **zéros** de H(p) **situés à l'intérieur du contour fermé C**.



Critère de Nyquist (relatif à $1+T_{BO}$)

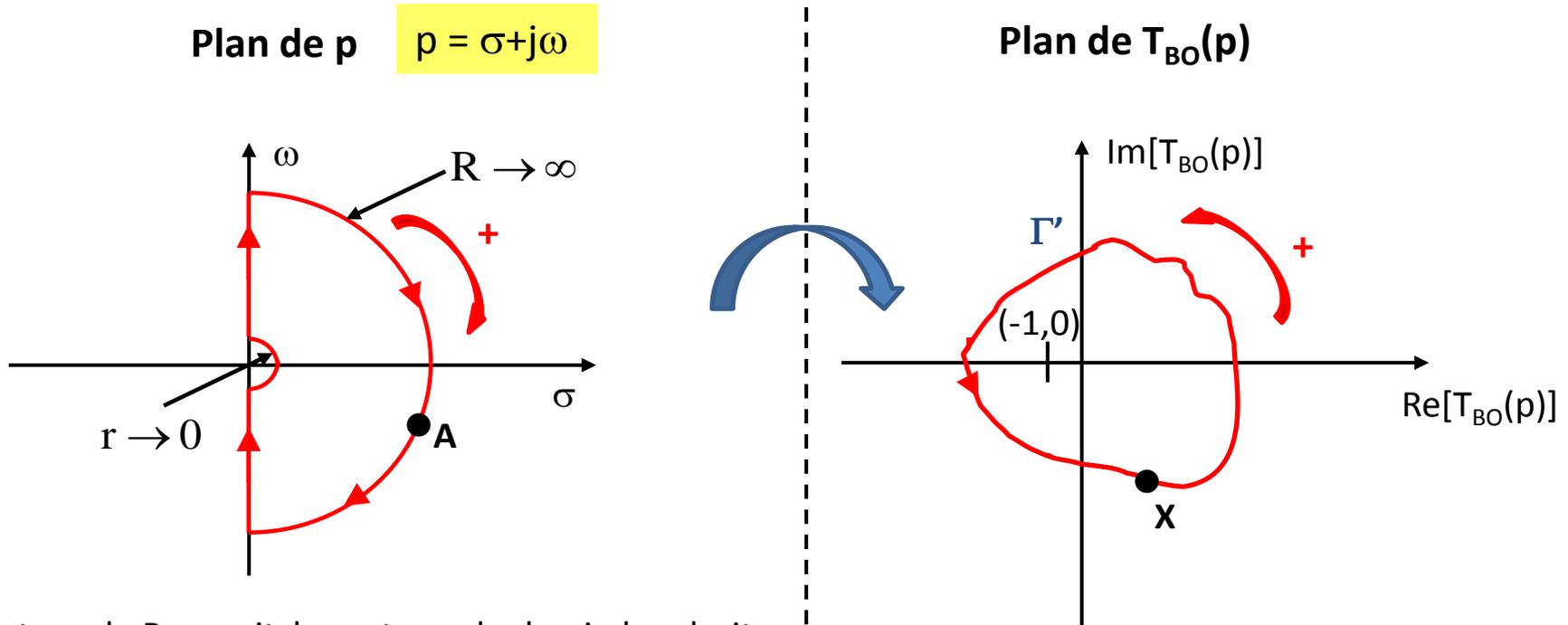
Si dans le plan complexe, le point **A**, représentatif du nombre complexe $p = \sigma + j\omega$, décrit dans le sens horaire le **contour de Bromwich**, le point **X** représentatif de la fonction $1+T_{BO}(p)$ décrira, dans le sens trigo, un contour fermé Γ tournant **$N = P - Z$ fois autour de l'origine** ; **P** étant le **nombre de pôles à partie réelle positive de $1+T_{BO}(p)$** (et donc de $T_{BO}(p)$) et **Z**, le **nombre de zéros à partie réelle positive de $1+T_{BO}(p)$** situés à l'intérieur du Bromwich.



Contour de Bromwich : entoure le demi plan droit et donc les pôles et zéros à partie réelle positive

Critère de Nyquist (relatif à T_{BO})

Si dans le plan complexe, le point **A**, représentatif du nombre complexe $p = \sigma + j\omega$, décrit dans le sens horaire le **contour de Bromwich**, le point **X** représentatif de la fonction $T_{BO}(p)$ décrira, dans le sens trigo, un contour fermé Γ' tournant **$N = P - Z$ fois autour du point $(-1, 0)$** ; **P étant le nombre de pôles de $T_{BO}(p)$ à partie réelle positive et Z le nombre de zéros à partie réelle positive de $1 + T_{BO}(p)$ situés à l'intérieur du Bromwich.**



Contour de Bromwich : entoure le demi plan droit et donc les pôles et zéros à partie réelle positive

Etude de stabilité à partir du critère de Nyquist

- ✓ On choisit un contour de Bromwich (d'inclusion ou d'exclusion)
- ✓ On trace le diagramme de bode de $T_{BO}(\omega)$
- ✓ On trace le lieu de Nyquist correspondant au contour de Bromwich
- ✓ On compte le nombre de tours N autour de $(-1,0)$ (comptés positivement dans le sens **trigo**)
- ✓ On détermine P , le nombre de pôles de $T_{BO}(\omega)$ à partie réelle **positive** qui sont entourés par le Bromwich.
- ✓ On en déduit **$Z = P - N$** le nombre de zéros à partie réelle positive de $1 + T_{BO}(\omega)$
 - si **$Z = 0$** le système est **stable** en BF
 - si **$Z \neq 0$** le système est **instable** en BF

En effet, les pôles de $G_{BF}(\omega)$ sont les zéros de $1 + T_{BO}(\omega)$.

Or, le système est stable en BF si les pôles de $G_{BF}(\omega)$ sont à partie réelle négative, i.e. si Z tel que défini ci-dessus = 0.

Z est le nb de pôles à Re positive de G_{BF}

Exemple d'étude de stabilité

On se propose d'étudier à l'aide du critère de Nyquist la stabilité en boucle fermée du système dont la fonction de transfert en boucle ouverte $T_{BO}(p)$ est la suivante :

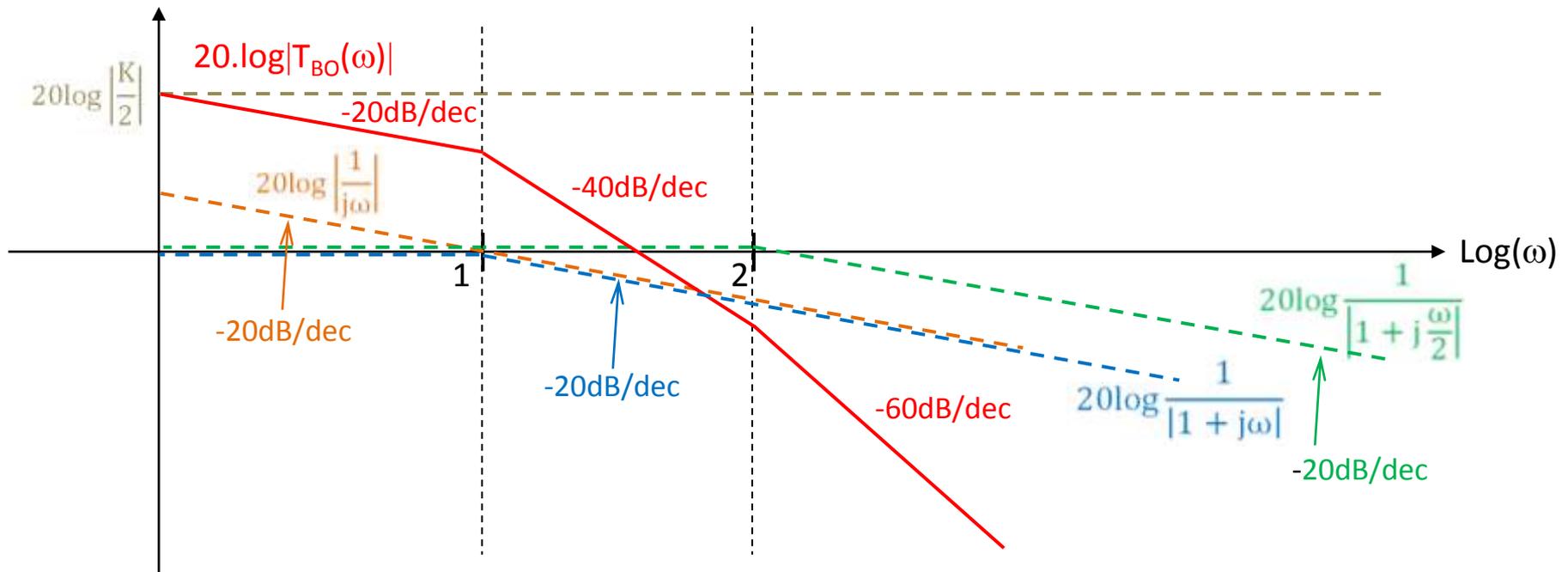
$$T_{BO}(p) = \frac{K}{p(p+1)(p+2)}$$

✓ diagramme de bode de $T_{BO}(\omega)$

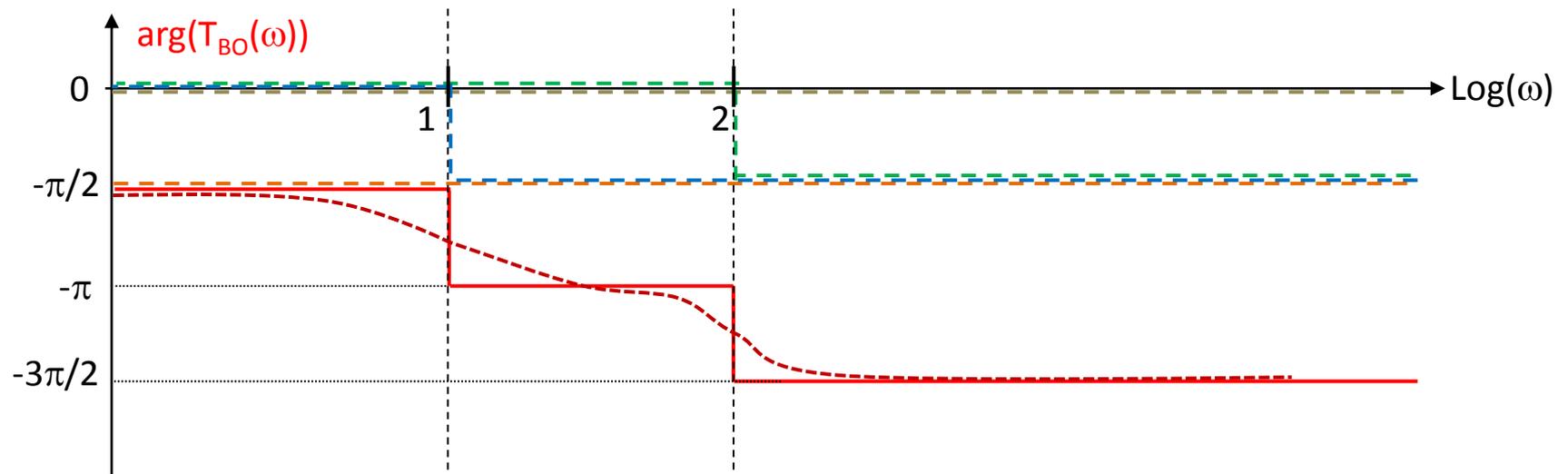
$$\Rightarrow T_{BO}(\omega) = \frac{K}{j\omega(1+j\omega)(2+j\omega)} = \frac{K/2}{j\omega(1+j\omega)(1+j\frac{\omega}{2})}$$

$$\Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} 20\log|T_{BO}(\omega)| = 20\log\left|\frac{K}{2}\right| + 20\log\frac{1}{|j\omega|} + 20\log\frac{1}{|1+j\omega|} + 20\log\frac{1}{\left|1+j\frac{\omega}{2}\right|} \\ \arg(T_{BO}(\omega)) = \arg\left(\frac{K}{2}\right) - \arg(j\omega) - \arg(1+j\omega) - \arg\left(1+j\frac{\omega}{2}\right) \end{array} \right.$$

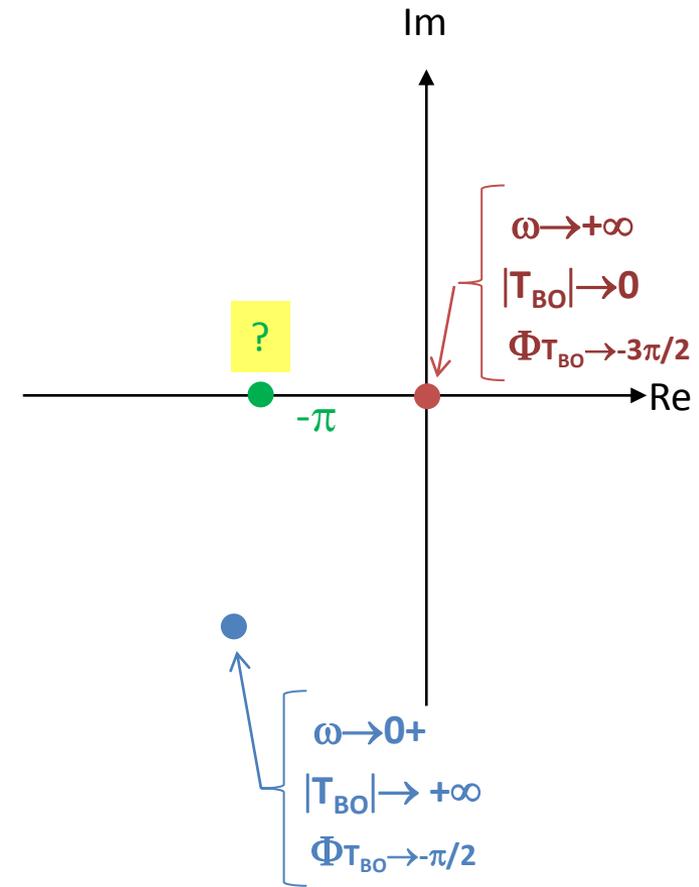
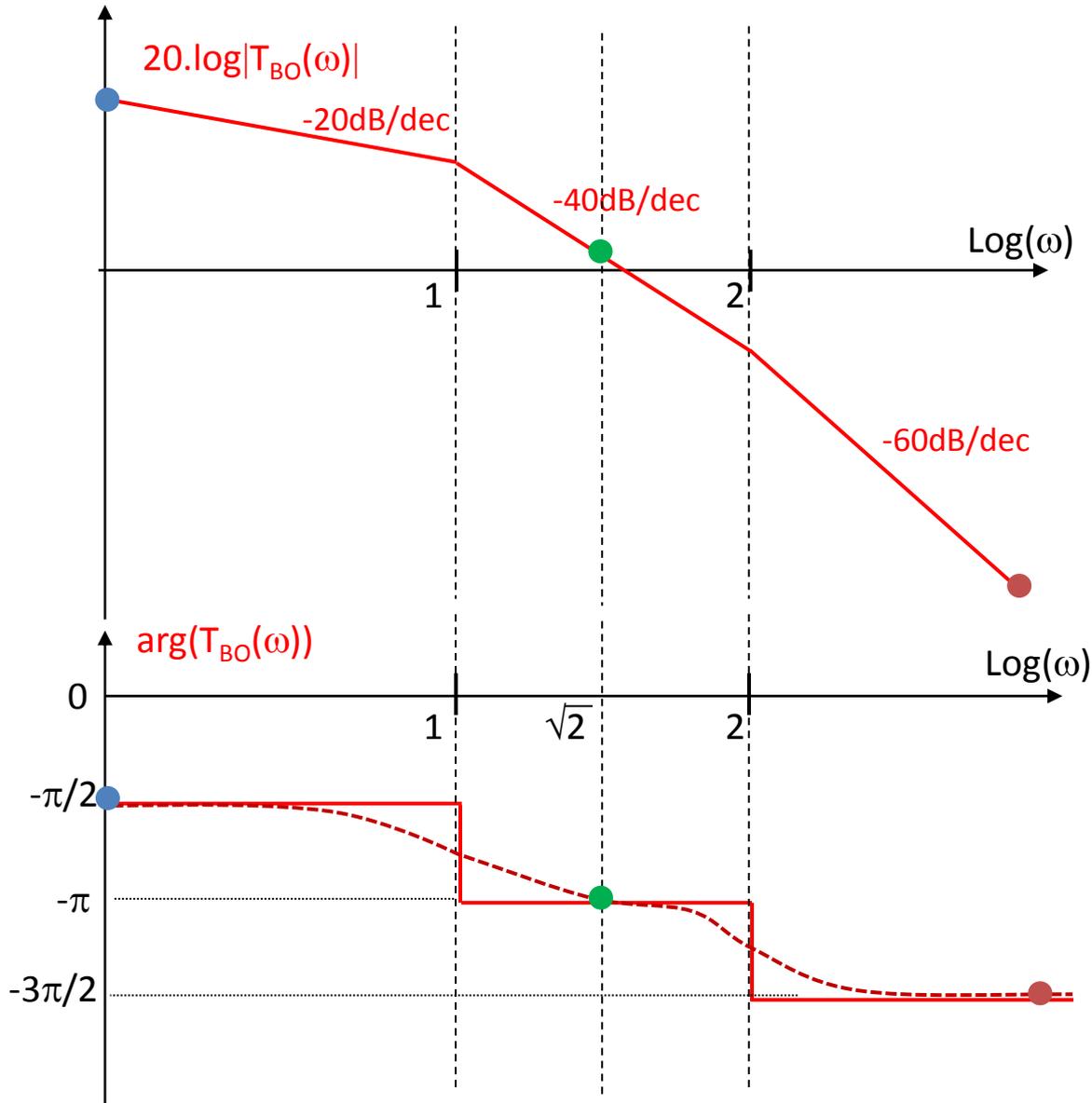
$$\underline{20 \cdot \log |T_{BO}(\omega)|} = \underbrace{20 \log \left| \frac{K}{2} \right|}_{\text{dashed green}} + \underbrace{20 \log \left| \frac{1}{j\omega} \right|}_{\text{dashed orange}} + \underbrace{20 \log \frac{1}{|1 + j\omega|}}_{\text{dashed blue}} + \underbrace{20 \log \frac{1}{|1 + j\frac{\omega}{2}|}}_{\text{dashed green}}$$



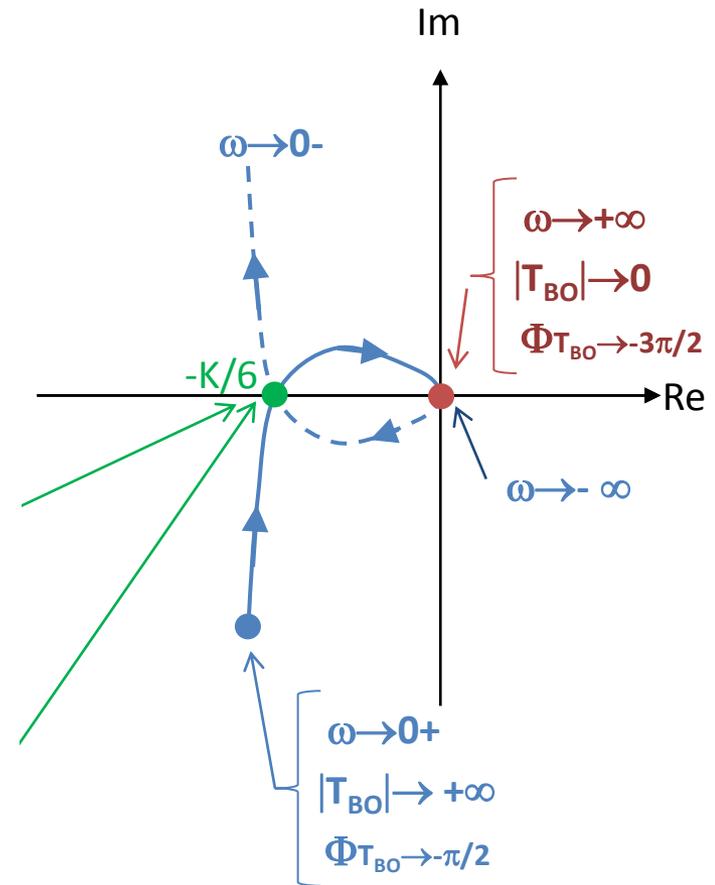
$$\arg(T_{BO}(\omega)) = \arg\left(\frac{K}{2}\right) - \arg(j\omega) - \arg(1 + j\omega) - \arg\left(1 + j\frac{\omega}{2}\right)$$



✓ Tracé du Nyquist correspondant au contour de Bromwich [$\omega = 0+ \dots \rightarrow \omega \rightarrow +\infty$]

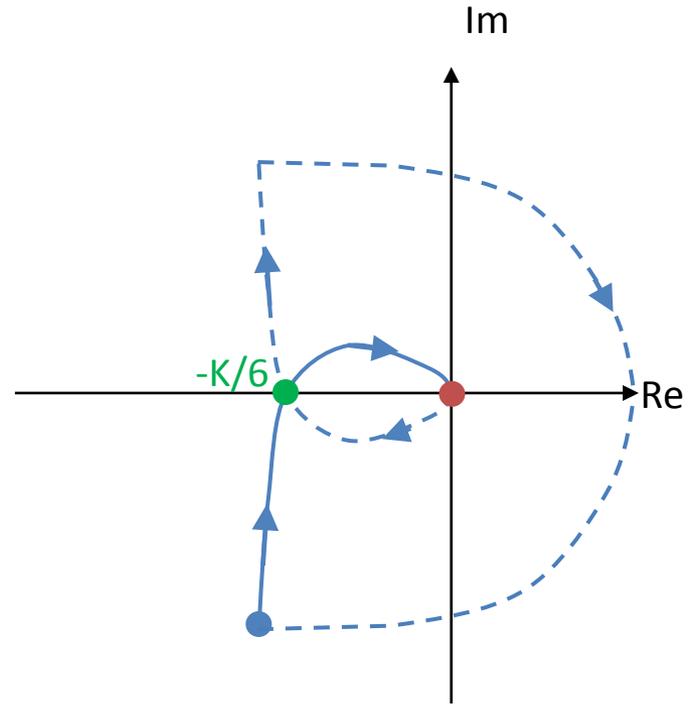
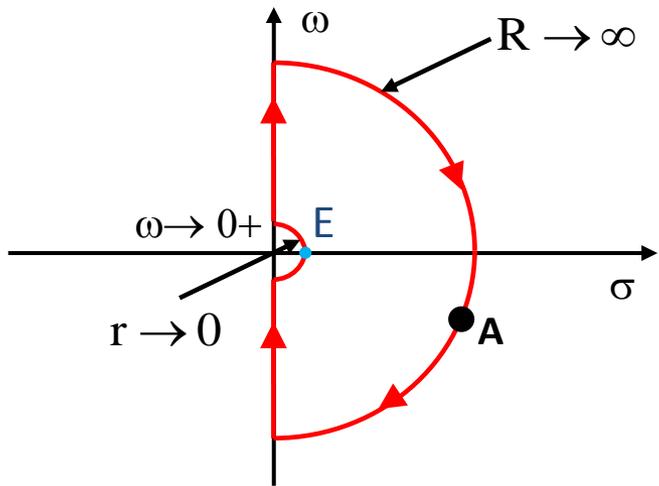


$$T_{BO}(\omega) = \frac{K}{j\omega(1+j\omega)(2+j\omega)}$$



De quel côté refermer le Nyquist ?

Contour de Bromwich d'exclusion :



Pour le **point E** on a :

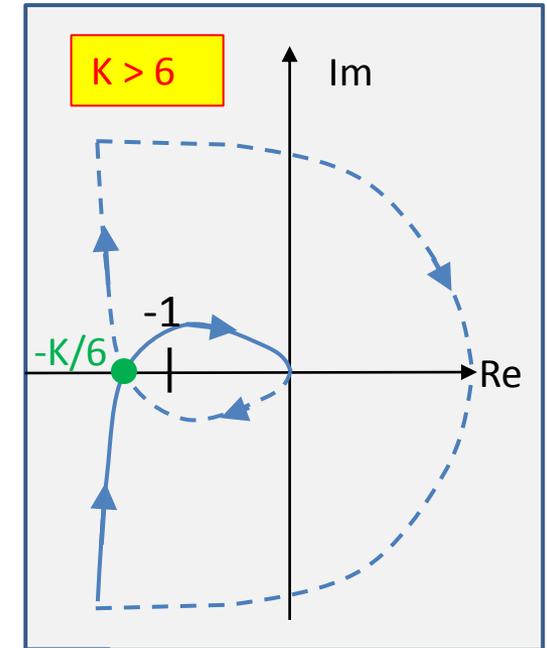
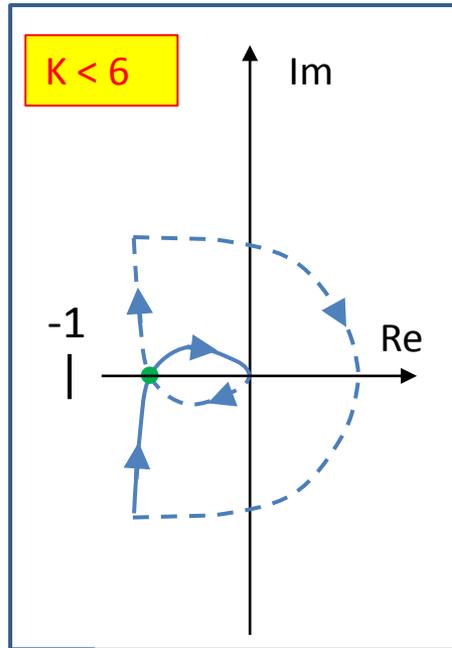
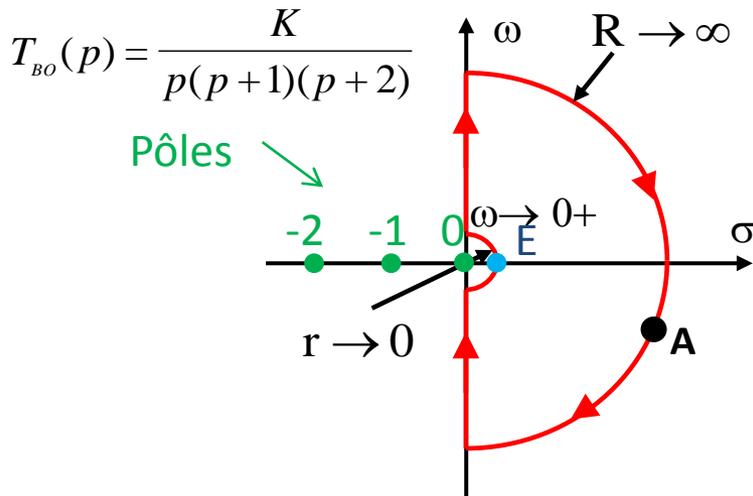
$E = \varepsilon e^{j\varphi}$ avec $\varphi = 0$

$E = \varepsilon > 0$

$$E \rightarrow T_{BO} = \frac{1}{\varepsilon(1 + \varepsilon)(2 + \varepsilon)} \approx \frac{1}{\varepsilon \times 1 \times 2} = \frac{1}{2\varepsilon} > 0$$

Réel positif très grand, donc le Nyquist se referme à l'infini du côté positif

Quid de la stabilité?



- Si $K < 6$

N =

P =

Z = P - N =

- Si $K > 6$

N =

P =

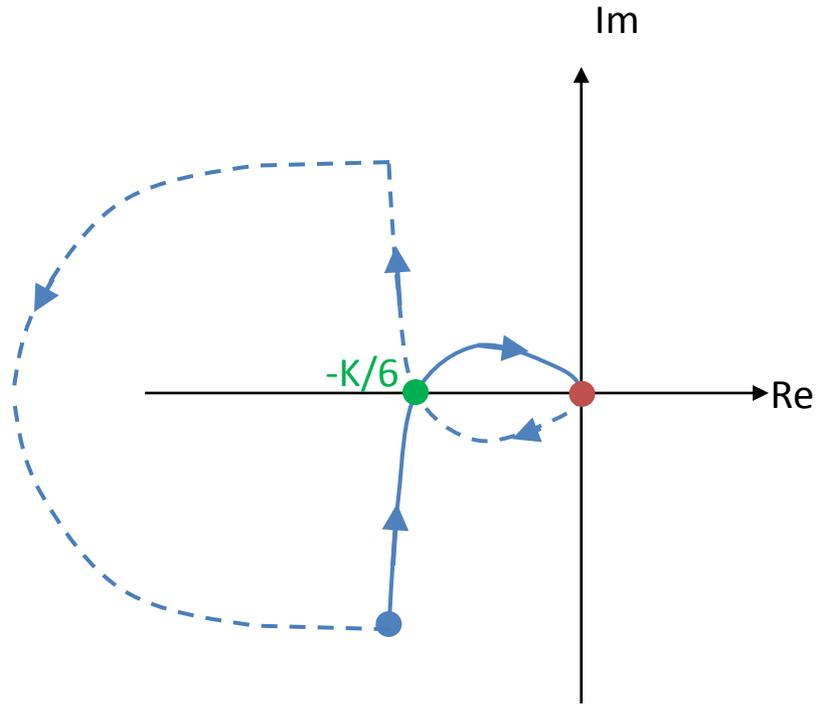
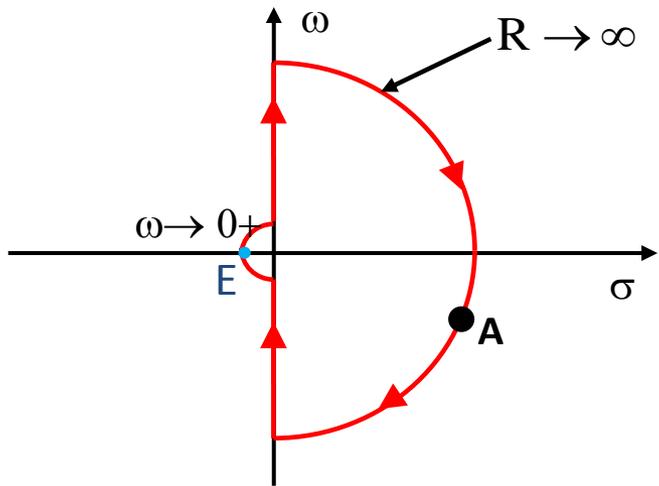
Z = P - N =

(*) N = nb de tours autour du point (-1,0) comptés positivement dans le sens trigo

(**) P = nb de pôles de $T_{BO}(\omega)$ à partie réelle positive compris dans le contour de Bromwitch

De quel côté refermer le Nyquist ?

Contour de Bromwich d'inclusion :



Pour le **point E** on a :

$E = \varepsilon e^{-j\pi}$

$E = -\varepsilon < 0$

$$E \rightarrow T_{BO} = \frac{1}{-\varepsilon(1 - \varepsilon)(2 - \varepsilon)} \approx \frac{1}{-\varepsilon \times 1 \times 2} = \frac{-1}{2\varepsilon} < 0$$

Réel positif très grand, donc le Nyquist se referme à l'infini du côté négatif

Quid de la stabilité?

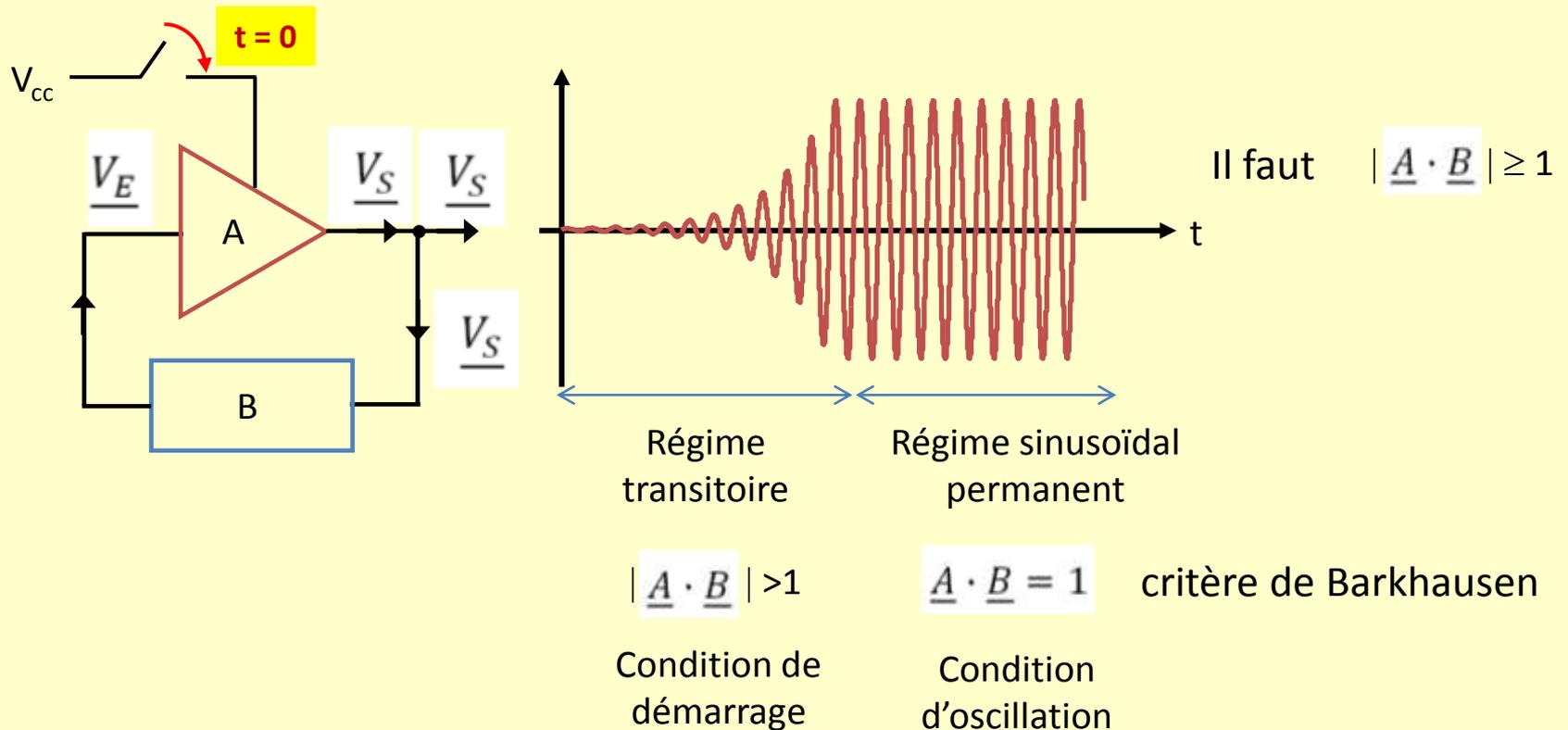
- Etude du régime établi d'un oscillateur :

Une fois l'oscillation établie, une **non linéarité** entre en jeu (qui peut être provoquée par une thermistance, par une saturation de la chaîne d'action de l'oscillateur et c.), et le système ne peut plus être étudié avec les outils relatifs aux systèmes linéaires.

On fait alors une basée sur l'**approximation du premier harmonique** .
Cette étude est traitée en travaux dirigés au travers d'exemples.

Rôle d'un Oscillateur : Un circuit produisant un signal périodique $s(t)$ en l'absence de toute excitation extérieure (en dehors de l'alimentation)

Régimes de fonctionnement :



Etude d'un oscillateur : comporte deux étapes principales : 1) l'étude du démarrage
2) l'étude du régime établi

- 1) L'étude du **démarrage** d'un oscillateur se fait à l'aide des outils et **critères** mathématiques ou géométriques **relatifs à la stabilité des systèmes bouclés linéaires**.

La **condition d'oscillation**, correspond à la **limite de l'instabilité du système bouclé**. Aussi est-il intéressant de déterminer **dans quelles conditions un système bouclé est stable ou instable**

Etude de la stabilité d'un système bouclé

- 1-a) **critère mathématique** : recherche des pôles de $G(p)$

Pour savoir si le système en boucle fermée sera stable ou non on étudie sa fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) $G(p)$

Le système est stable en BF si les pôles de $G(p)$ sont à partie réelle < 0

- 1-b) **critère géométrique** : critère de Nyquist

On étudie la fct^o de transfert en boucle ouverte (FTBO) $T(p)$ de l'oscillateur et d'après le **critère de Nyquist** (cf. diapos. 87-88) on déduit conformément au raisonnement décrit diapos. 89 si, une fois bouclé, le système sera stable ou non.

2) Etude du **régime établi** :

Une **non linéarité** entrant en jeu, le système ne peut plus être étudié avec les outils relatifs aux systèmes linéaires. On se place pour cette étude dans l'**approximation du premier harmonique** (cf exemples traités en travaux dirigés).

I- Synthèse de filtres et réalisation à l'aide d'A.O.

1. Position du problème
2. Démarche à suivre pour la synthèse de filtres
3. Exemples de réalisation à l'aide d'AO

II- Les oscillateurs

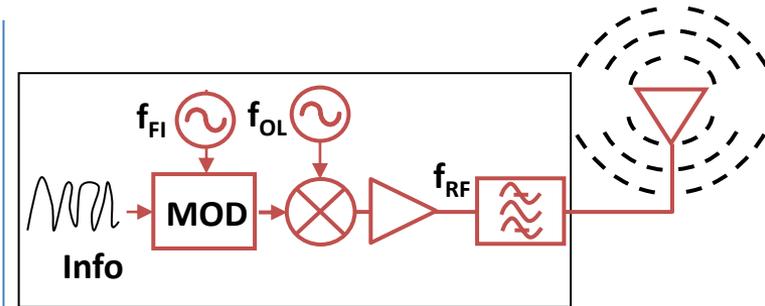
1. Principe
2. Etude d'un oscillateur
 - Démarrage
 - Régime établi

III- La boucle à verrouillage de phase

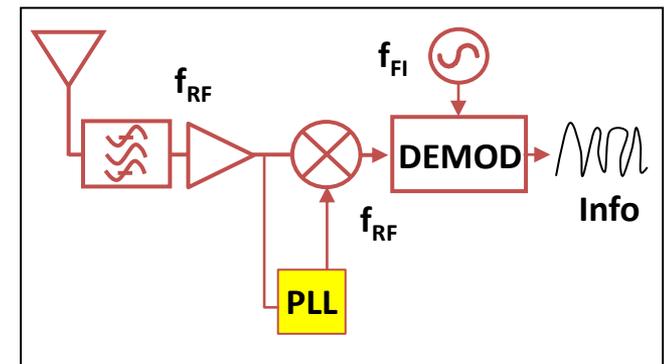
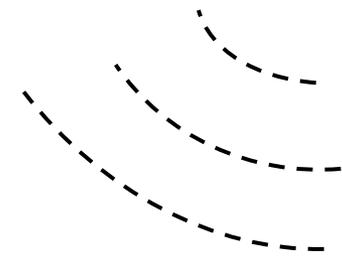
1. Structure
2. Etude Qualitative
3. Etude Quantitative

I-V La fonction mélangeur

1. Principe
2. Exemples de réalisations



Emetteur



Récepteur

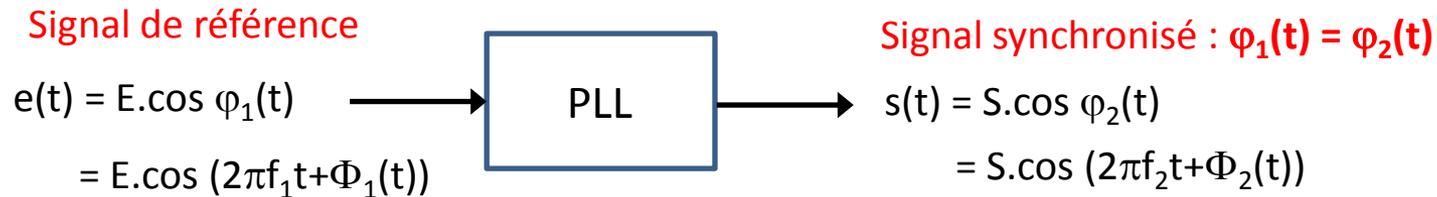
Qu'est-ce qu'une boucle à verrouillage de phase ? Phased locked loop (PLL)

De quelle phase est-il question ?

Il s'agit de la phase instantanée $\varphi(t) = 2\pi ft + \Phi(t)$

Rôle d'une PLL

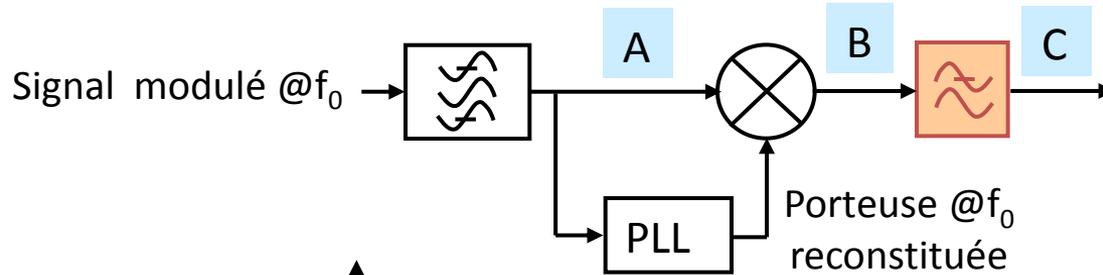
synchroniser le signal d'un oscillateur commandé et modulable en fréquence (VCO) sur un signal de référence. La synchronisation est assurée par un asservissement de la phase du VCO par rapport à celle de la phase du signal de référence.



Utilisation des PLL :

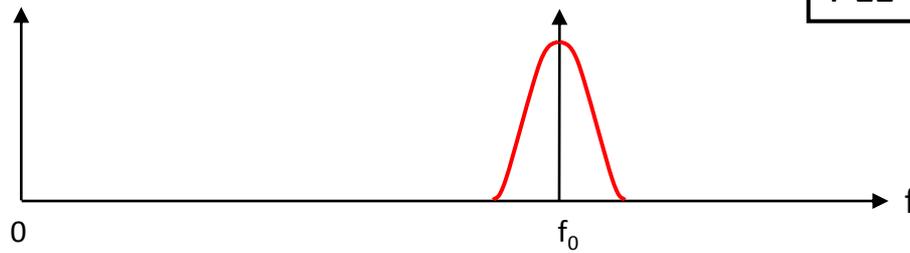
- **démodulation** : récupération de porteuse (AM, FM, ...), démodulation de fréquence, ...
- **modulation** : modulation de fréquence
- **synchronisation** : démodulation et échantillonnage de signaux numériques,
- **synthèse de fréquence** : générer un signal de sortie de fréquence N fois celle du signal de référence

Exemple d'application : récupération de porteuse pour la démodulation d'amplitude (démodulation cohérente)



Spectre

A



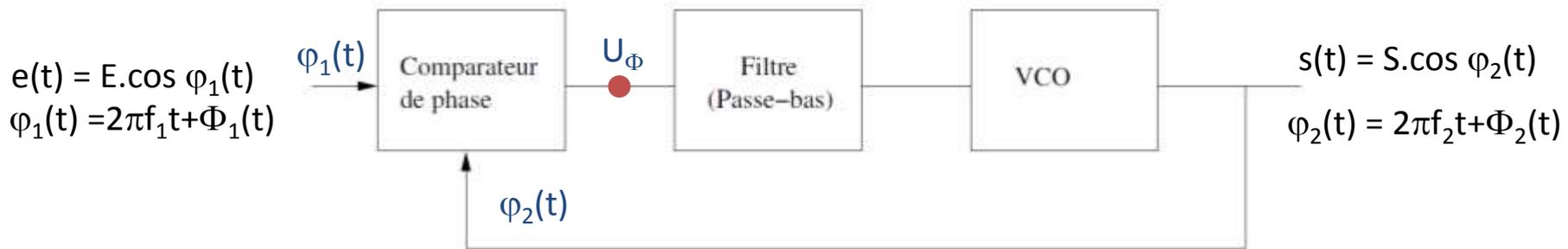
B



C



Structure d'une PLL



• Comparateur de phase

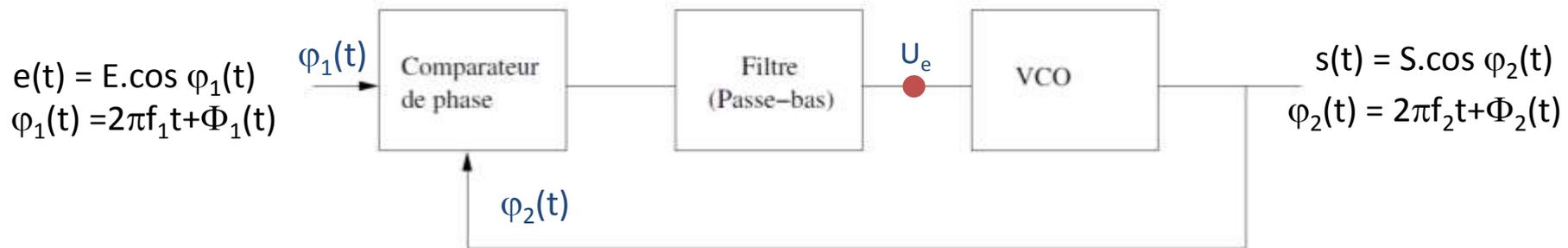
Le comparateur de phase génère une tension U_Φ comportant un terme fonction de la différence des phases et un terme fonction de la somme des phases.

- ✓ Le premier est une composante continue ou lentement variable ;
- ✓ Le second est un terme haute fréquence.

$$U_\Phi = g(\varphi_2(t) - \varphi_1(t)) + h(\varphi_2(t) + \varphi_1(t))$$

$$U_\Phi = g(2\pi(f_1 - f_2)t + \Phi_1(t) - \Phi_2(t)) + h(2\pi(f_1 + f_2)t + \Phi_1(t) + \Phi_2(t))$$

Structure d'une PLL

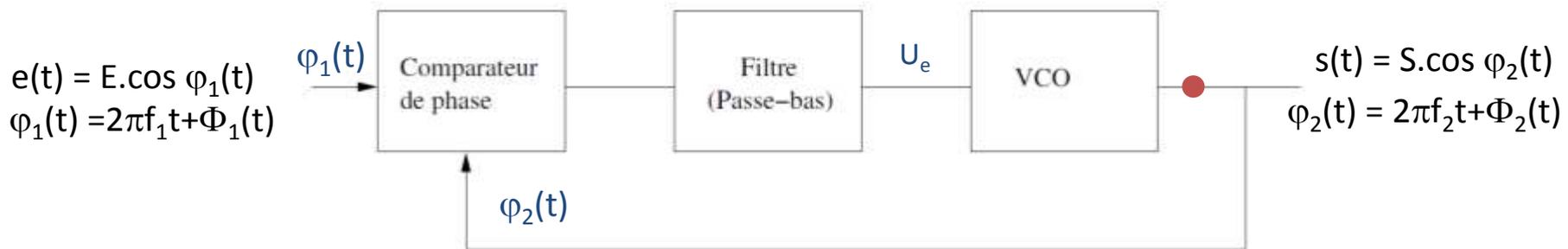


- Filtre passe-bas

Sélectionne la composante continue ou lentement variable de sortie du comparateur de phase, laquelle commande le VCO et détermine donc la fréq. de sortie de la PLL.

$$U_e = g(2\pi(f_1 - f_2)t + \Phi_1(t) - \Phi_2(t))$$

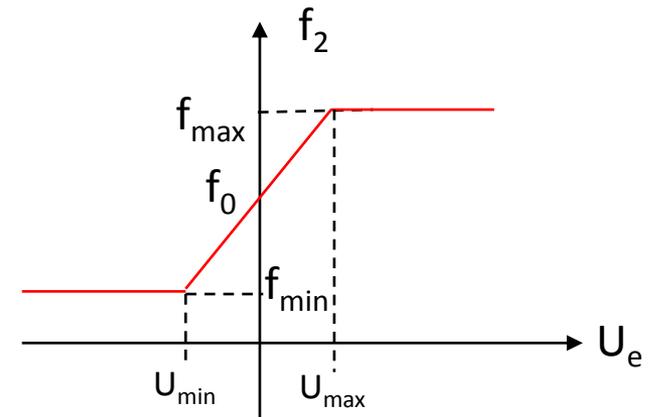
Structure d'une PLL



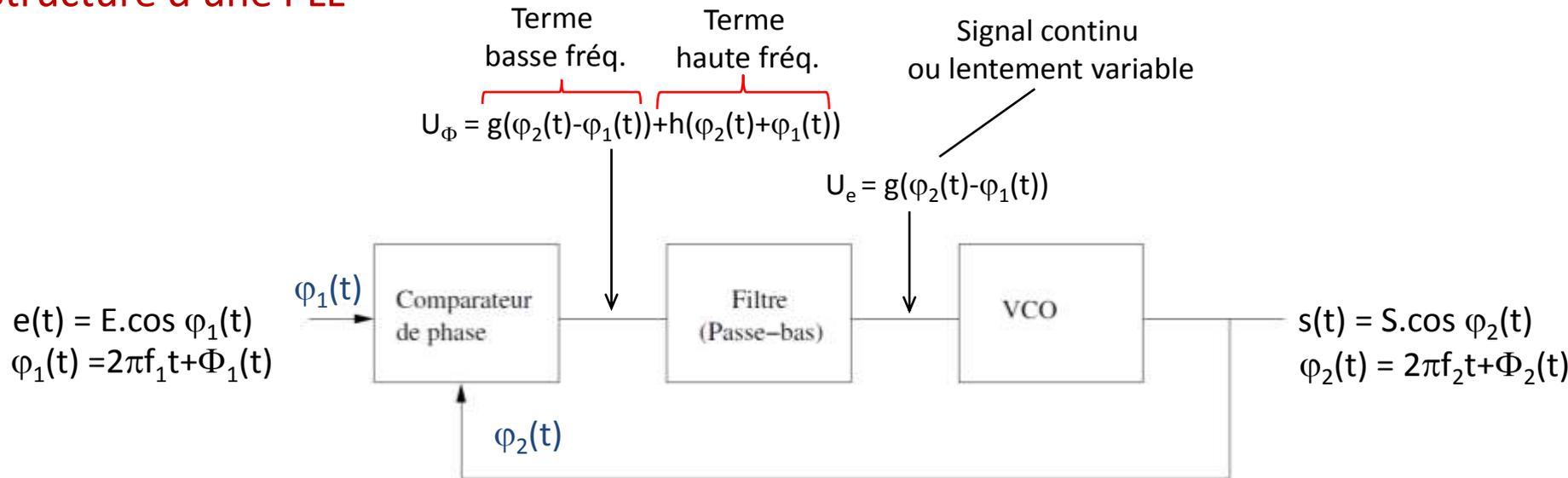
- VCO : voltage controlled oscillator = oscillateur contrôlé en tension

Le VCO est le composant chargé de délivrer le signal asservi sur l'entrée de la PLL.

La PLL doit donc faire en sorte que la tension de commande U_e du VCO atteigne la valeur appropriée, i.e. celle pour laquelle $f_2 = f_1$



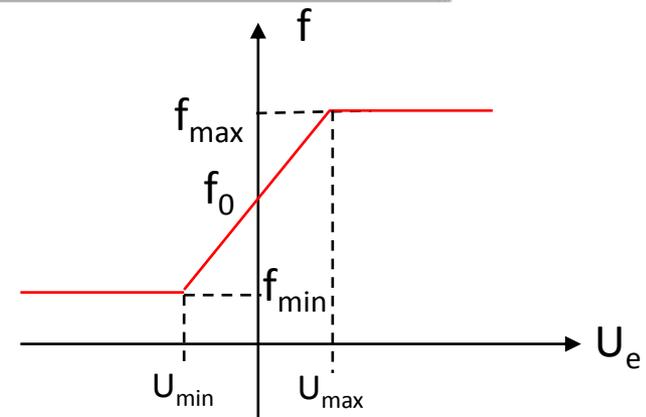
Structure d'une PLL



La PLL doit faire en sorte que le VCO délivre un signal asservi en phase (et par conséquent en fréquence) sur l'entrée ($\varphi_2(t) = \varphi_1(t)$ et $f_2 = f_1$).

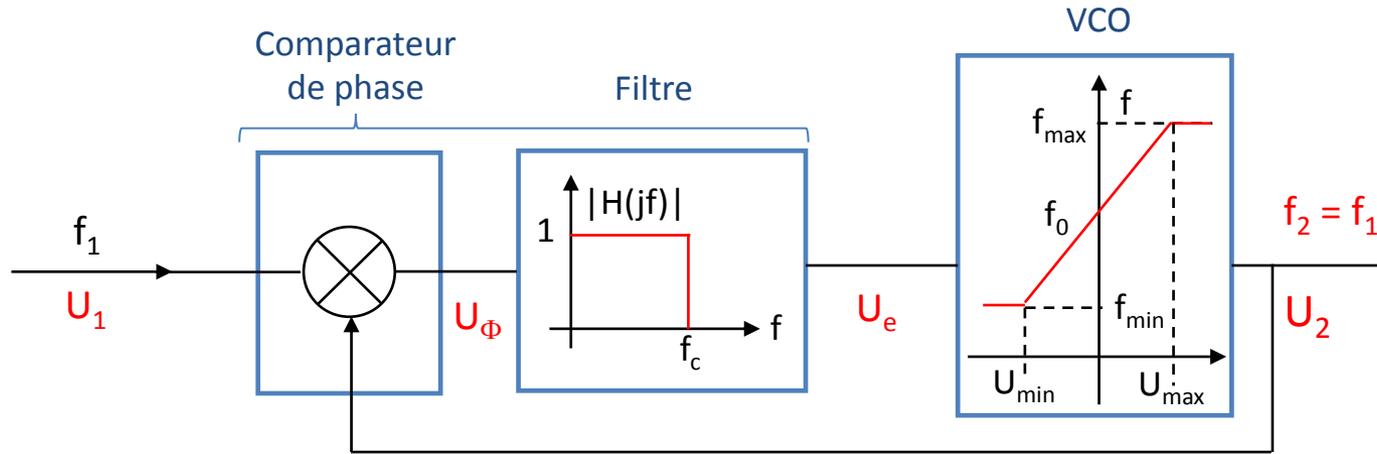
Il faut donc que U_e atteigne la valeur telle que $f_2 = f_1 = f_{\min} + K_{VCO} \times (U_e - U_{\min})$

Il est donc nécessaire qu'un signal non nul sorte du filtre. Tant que ce n'est pas le cas, i.e. tant que la fréq. d'entrée est trop éloignée des fréq. de f_{ctt} de la PLL, $f_2 = f_0$



Fréq. d'oscillation libre du VCO

Etude qualitative d'une PLL



• Multiplieur

$$U_1(t) \times U_2(t) = E_1 \cos(2\pi f_1 t + \Phi_1) E_2 \cos(2\pi f_2 t + \Phi_2)$$

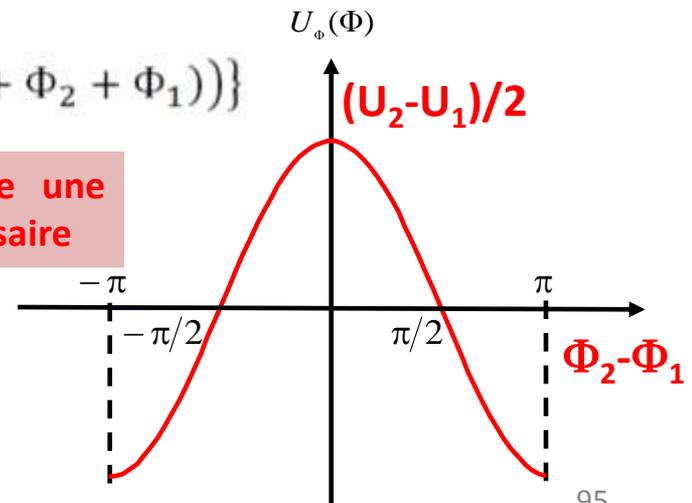
$$= \frac{1}{2} E_1 E_2 \{ \cos(2\pi(f_2 - f_1)t + \Phi_2 - \Phi_1) + \cos((2\pi(f_2 + f_1)t + \Phi_2 + \Phi_1)) \}$$

• Filtre passe-bas

A priori, pour que la PLL soit accrochée une certaine différence de phase $\Phi_2 - \Phi_1$ est nécessaire

$$U_e = \frac{1}{2} E_1 E_2 \cos(2\pi(f_2 - f_1)t + \Phi_2 - \Phi_1)$$

Quand la PLL est accrochée, $f_2 = f_1 \Rightarrow U_e = \frac{1}{2} E_1 E_2 \cos(\Phi_2 - \Phi_1)$



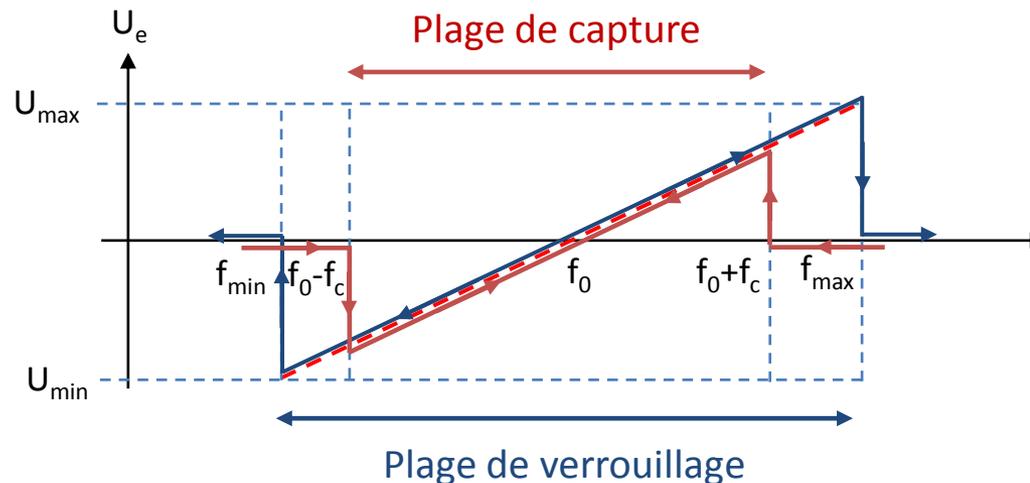
- Plages de capture et de verrouillage

Plage de verrouillage : c'est la plage de fréquences du signal d'entrée pour laquelle la boucle, déjà verrouillée ($f_2 = f_1$), est capable de rester verrouillée.

Plage de capture : c'est la plage de fréquences du signal d'entrée pour laquelle la boucle est capable de se verrouiller à partir d'une situation non verrouillée ($f_2 = f_0$).

• $|f_0 - f_1| > f_c \Rightarrow U_e = 0 \Rightarrow f_2 = f_0$ • $|f_0 - f_1| < f_c \Rightarrow U_e \neq 0 \Rightarrow f_2 = f_1$ capture \Leftrightarrow PLL accrochée

• $f_1 < f_{\min}$ & $f_1 > f_{\max} \Rightarrow$ la PLL n'est plus verrouillée



Remarque importante : le phénomène d'accrochage de la boucle (ou de capture) est un phénomène non-linéaire. Par contre lorsque la boucle est verrouillée, on linéarise chaque bloc autour du point de fonctionnement.

Etude quantitative d'une PLL

Etude de la stabilité

Hypothèse: On suppose dans cette section que la PLL est accrochée et que tous les transitoires d'accrochage sont terminés.

Schéma bloc (analyse fonctionnelle)

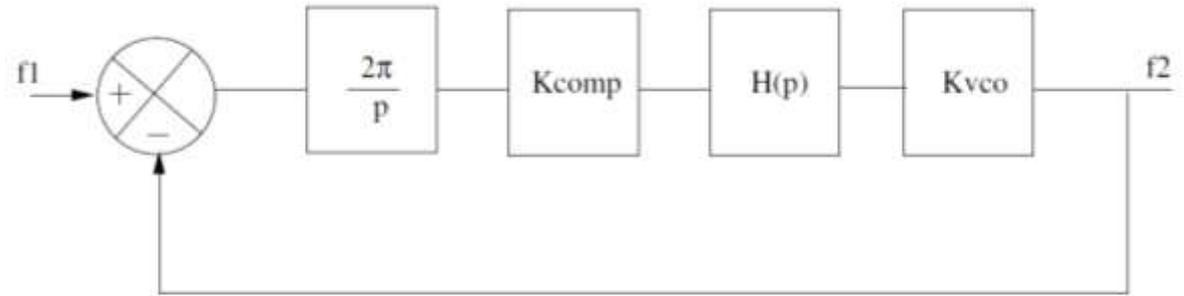
Il existe au moins 3 représentations possibles de la PLL sous forme d'asservissement (cf. fig. a) b) c) page suivante), ce qui n'est pas sans introduire des confusions dans la compréhension du fonctionnement réel de la PLL.

Il est très important de savoir qu'une PLL, lorsqu'elle est accrochée, possède une fréquence de sortie égale à la fréquence du signal d'entrée : $f_2 = f_1$.

Ce qui est toujours vrai pour la fréquence ne l'est pas nécessairement pour la phase du signal de sortie par rapport à celle du signal d'entrée.

En général, si la PLL ne possède pas de correcteur intégral ou si le comparateur n'a pas un comportement intrinsèquement intégrateur, la phase du signal de sortie diffère de celle du signal d'entrée.

Contrairement à ce que le schéma bloc du comportement en phase pourrait laisser penser, il y a généralement une erreur de phase entre l'entrée et la sortie (le terme *1/p de la boucle ouverte est donc trompeur...*).

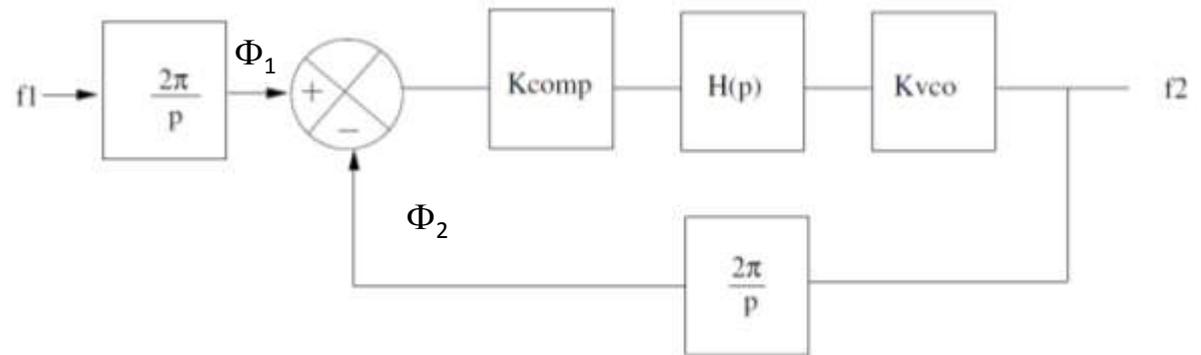


a) couple entré-sortie : $(f_1; f_2)$

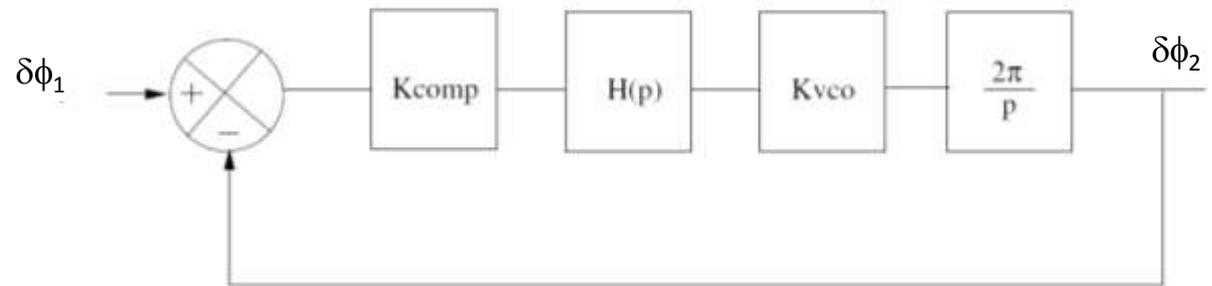
$$\varphi_1(t) = 2\pi f_1 t + \Phi_1(t)$$

$$\Phi_1(t) = \Phi_1 + \delta\phi_1(t)$$

$$\Phi_2(t) = \Phi_2 + \delta\phi_2(t)$$



b) couple entré-sortie : $(f_1; f_2)$



c) couple entré-sortie : $(\delta\phi_1; \delta\phi_2)$

Pour ces 3 représentations équivalentes du fonctionnement dynamique de la PLL (fonctionnement autour d'un point de repos), la fonction de transfert en boucle ouverte reste la même, à savoir :

$$H_{BO}(p) = \frac{K_{comp} \cdot 2\pi K_{VCO} \cdot H_{filtre}(p)}{p}$$

dans cette expression, le gain du comparateur K_{VCO} est en $Hz.V^{-1}$ et le gain du comparateur de phase est en $V.rd^{-1}$.

Précision : erreur statique en fréquence

Soit donc le cas d'une PLL accrochée, l'erreur en fréquence s'exprime donc sous la forme

$$\varepsilon = f_2 - f_1$$

et par le schéma figure **a** il vient : $f_2 = \frac{H_{BO}(p)}{1+H_{BO}(p)} f_1$, l'erreur en fréquence s'écrit donc :

$$\begin{aligned} \varepsilon &= f_1 \cdot \left(1 - \frac{H_{BO}(p)}{1+H_{BO}(p)} \right) \\ &= f_1 \cdot \frac{p}{p+2\pi K_{VCO} \cdot K_{comp} H_{filtre}(p)} \end{aligned}$$

et l'erreur statique en fréquence s'obtient en appliquant le théorème de la valeur finale pour un signal d'entrée dont la fréquence d'entrée varie suivant un échelon

$f_1(p) = \frac{\Delta f}{p}$, ainsi :

$$\varepsilon = \frac{\Delta f}{p} \cdot \frac{p}{p+2\pi K_{VCO} \cdot K_{comp} H_{filtre}(p)}$$

$$\text{Et donc } \varepsilon(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \varepsilon(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p \cdot \Delta f}{p+2\pi K_{VCO} \cdot K_{comp} H_{filtre}(p)} = 0$$

L'erreur statique en fréquence est bien nulle si $H(p)$ est de la forme : $H(p) = \frac{1}{1+\tau p}$.

Précision : erreur statique en phase

Soit une boucle à verrouillage de phase ne possédant pas de correcteur intégrateur. Lorsque celle-ci est verrouillée, il y a nécessairement **existence** d'une erreur statique.

En effet, pour que la fréquence de sortie du VCO soit égale à $f_1 \neq f_0$, il est nécessaire que la tension en entrée du VCO soit différente de $V_{cc}/2$. Il faut donc que la tension en entrée du VCO (sortie du filtre passe-bas) :

$$u_{\text{filtre}}(t) = \frac{f_2 - f_0}{K_{VCO}} = K_{\text{comp}} (\Phi_1 - \Phi_2)$$

Afin que la PLL soit à même de poursuivre la fréquence d'entrée f_1 dans la plage de verrouillage, il est donc évident que l'écart en phase évolue et qu'il y a bien une erreur de phase statique.

En considérant l'erreur de phase à la sortie de l'intégrateur pur ($2\pi/p$) du schéma bloc a)

l'erreur statique de phase s'obtient par :

$$\varepsilon_{\phi}(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{2\pi}{p} p \cdot \varepsilon(p) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{2\pi \cdot \Delta f}{p + 2\pi K_{VCO} \cdot K_{\text{comp}} H_{\text{filtre}}(p)} = \frac{\Delta f}{K_{VCO} \cdot K_{\text{comp}}}$$

Et donc, si $H(p) = \frac{1}{1+\tau p}$:

$$\varepsilon_{\phi}(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{2\pi}{p} p \cdot \varepsilon(p) = \frac{\Delta f}{K_{VCO} \cdot K_{\text{comp}}}$$

Précision : erreur de phase dynamique

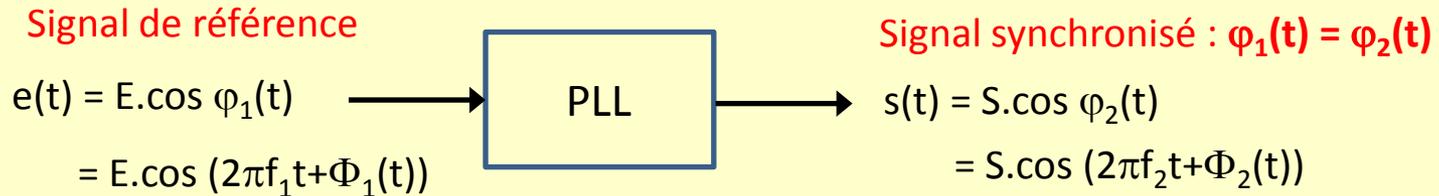
En revanche, comme lorsque la PLL est accrochée, $f_2 = f_1$, cette relation doit rester vraie même si la phase du signal d'entrée varie.

En fait il faut bien distinguer l'erreur de phase statique nécessaire au verrouillage de la PLL: $(\Phi_1 - \Phi_2)$ et la variation dynamique autour de cet état statique, $\delta\phi_2 - \delta\phi_1$. Dans le cas d'une variation de la phase du signal d'entrée, l'étude doit se faire à l'aide de la figure **C**.

Dans ce cas, il est évident de montrer que l'écart $|\delta\phi_2 - \delta\phi_1| = 0$ (calcul identique à celui de la section 4.2).

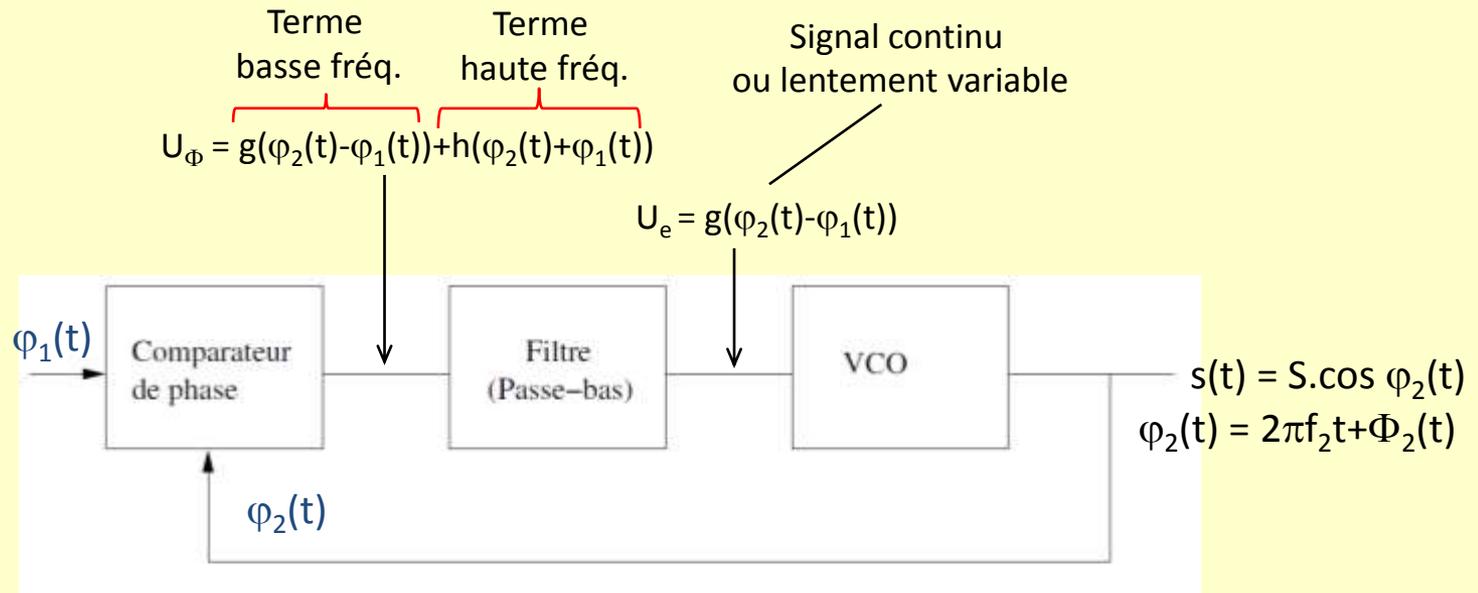
Rôle d'une PLL (Phased Locked Loop ou boucle à verrouillage de phase)

Synchroniser le signal d'un oscillateur commandé en tension (VCO : Voltage Controlled Oscillator) sur un signal de référence. C'est la phase instantanée $\varphi(t) = 2\pi ft + \Phi(t)$ du VCO qui est asservie à celle du signal de référence.



Applications des PLL : Modulation de fréquence, démodulation AM (récupération de porteuse) et FM et échantillonnage de signaux numériques, génération d'un signal de sortie de fréquence N fois celle du signal de référence

Structure d'une PLL



$e(t) = E.\cos \varphi_1(t)$
 $\varphi_1(t) = 2\pi f_1 t + \Phi_1(t)$

$s(t) = S.\cos \varphi_2(t)$
 $\varphi_2(t) = 2\pi f_2 t + \Phi_2(t)$

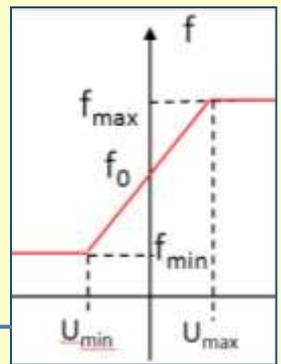
• Comparateur de phase

Génère une tension U_ϕ comportant un terme fonction de la différence des phases (continu ou lentement variable) et un terme fonction de leur somme (haute fréquence).

• Filtre passe-bas

Sélectionne la composante continue ou lentement variable U_e de U_ϕ , laquelle commande le VCO.

• VCO : voltage controlled oscillator



La PLL doit faire en sorte que le VCO délivre un signal asservi en phase (et par conséquent en fréquence) sur l'entrée ($\varphi_2(t) = \varphi_1(t)$ et $f_2 = f_1$). Il faut donc que U_e atteigne la valeur telle que $f_2 = f_1 = f_{\min} + K_{VCO} \times (U_e - U_{\min})$
 Il est donc nécessaire qu'un signal non nul sorte du filtre. Tant que ce n'est pas le cas, i.e. tant que la fréq. d'entrée est trop éloignée des fréq. de f_c^{tt} de la PLL, $f_2 = f_0$

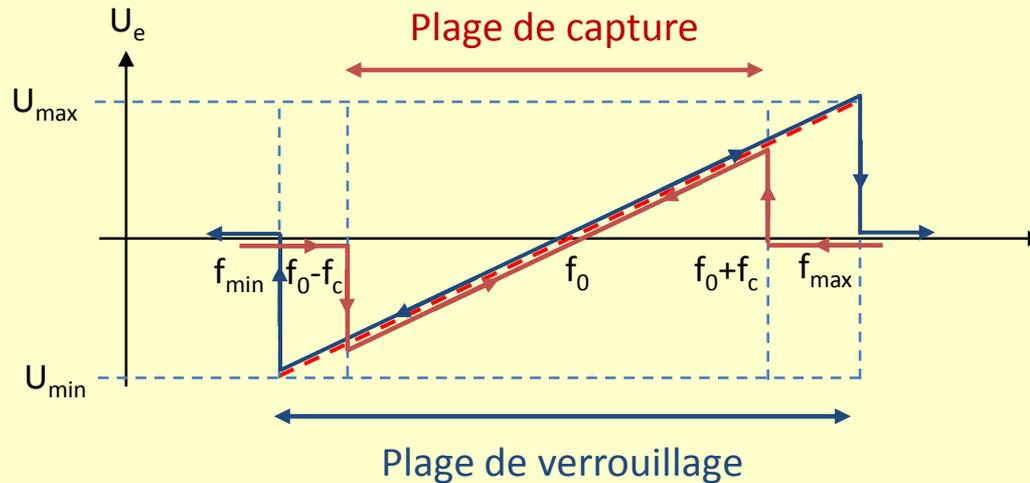
• Fonctionnement qualitatif d'une PLL

Plage de verrouillage : c'est la plage de fréquences du signal d'entrée pour laquelle la boucle, déjà verrouillée ($f_s = f_e$), est capable de rester verrouillée.

Plage de capture : c'est la plage de fréquences du signal d'entrée pour laquelle la boucle est capable de se verrouiller à partir d'une situation non verrouillée ($f_s = f_0$).

• $|f_0 - f_1| > f_c \Rightarrow U_e = 0 \Rightarrow f_2 = f_0$ • $|f_0 - f_1| < f_c \Rightarrow U_e \neq 0 \Rightarrow f_2 = f_1$ capture \Leftrightarrow PLL accrochée

• $f_1 < f_{\min}$ & $f_1 > f_{\max} \Rightarrow$ la PLL n'est plus verrouillée



Remarque importante : le phénomène d'accrochage de la boucle (ou de capture) est un phénomène non-linéaire. Par contre lorsque la boucle est verrouillée, on linéarise chaque bloc autour du point de fonctionnement.

I- Synthèse de filtres et réalisation à l'aide d'A.O.

1. Position du problème
2. Démarche à suivre pour la synthèse de filtres
3. Exemples de réalisation à l'aide d'AO

II- Les oscillateurs

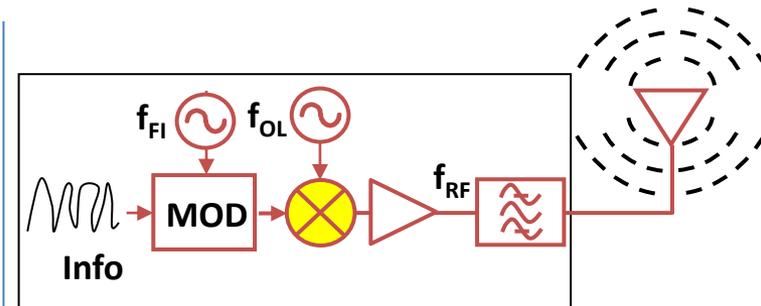
1. Principe
2. Etude d'un oscillateur
 - Démarrage
 - Régime établi

III- La boucle à verrouillage de phase

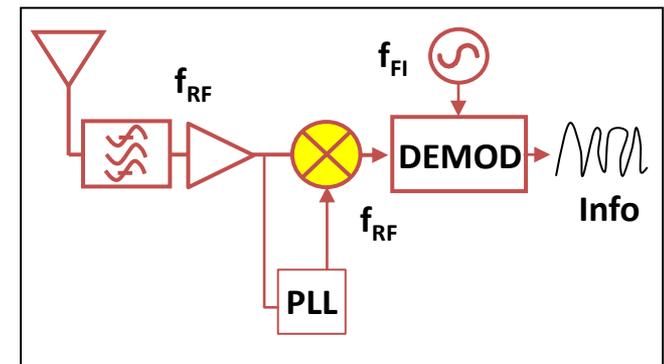
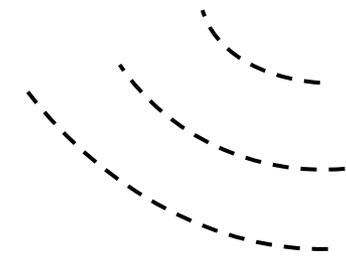
1. Structure
2. Etude Qualitative
3. Etude Quantitative

I-V La fonction mélangeur

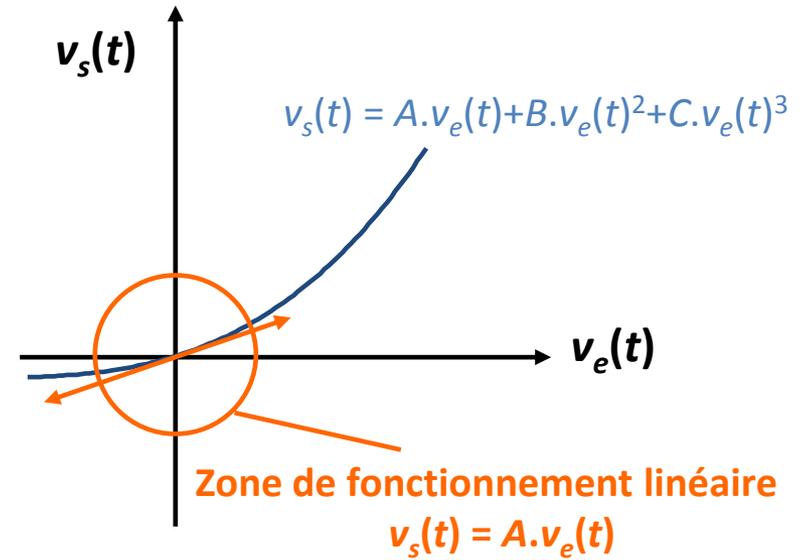
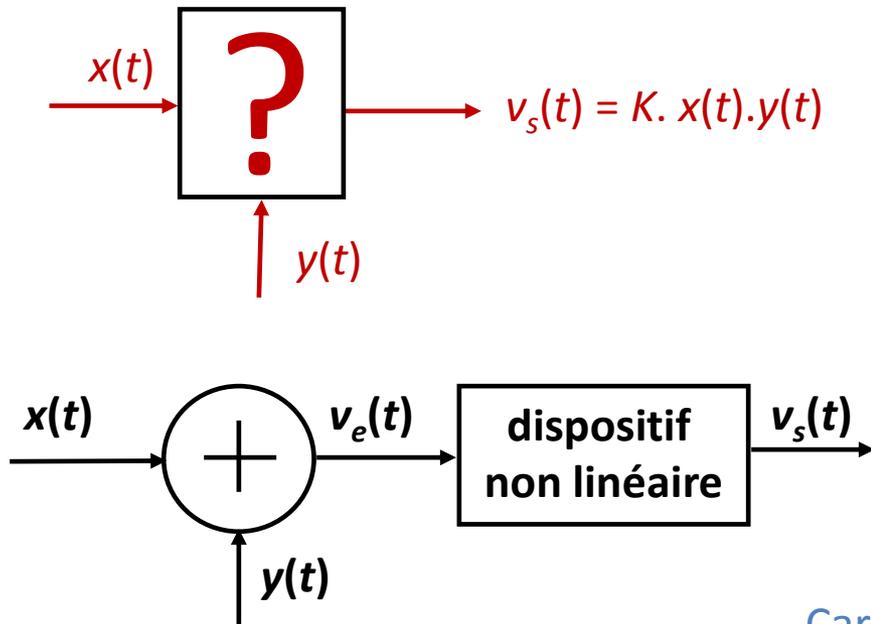
1. Principe
2. Exemples de réalisations



Emetteur



Récepteur



Caractéristique d'un dispositif non-linéaire

Si v_e est un signal de forte amplitude :

$$v_e(t) = x(t) + y(t)$$

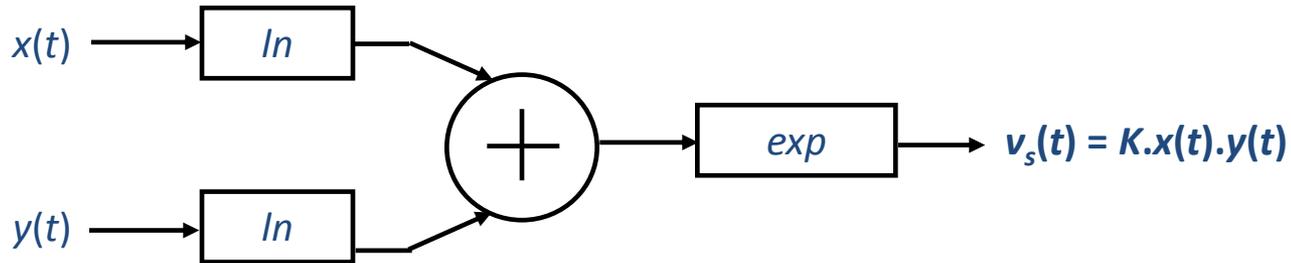
$$v_s(t) = A \cdot (x(t) + y(t)) + B \cdot (x(t) + y(t))^2 + C \cdot (x(t) + y(t))^3$$

$$v_s(t) = 2 \cdot B \cdot x(t) \cdot y(t) + \{A \cdot (x(t) + y(t)) + B \cdot (x(t)^2 + y(t)^2) + C \cdot (x(t)^3 + y(t)^3) + \dots\}$$

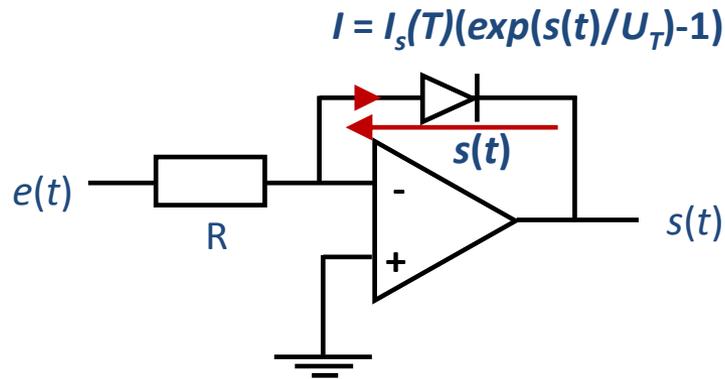
↑
Opération multiplication

↑
Phénomène d'inter-modulation à minimiser

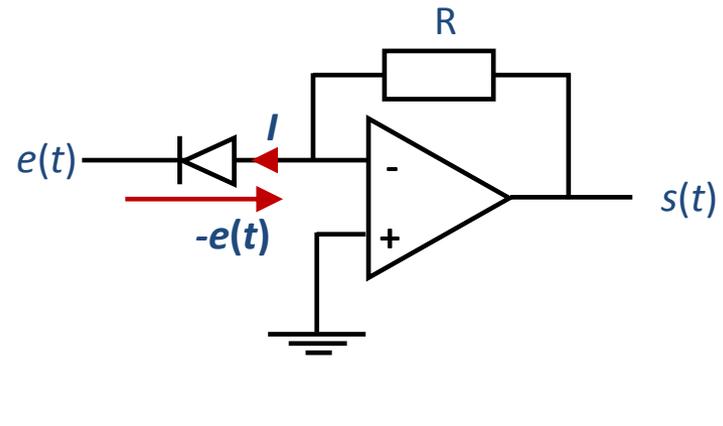
Le multiplieur analogique à base de montages *ln* et *exp*



Montages *ln* et *exp* à diodes



fonction *ln* $s(t) = -U_T \ln(e(t)/(R.I_s(T)))$

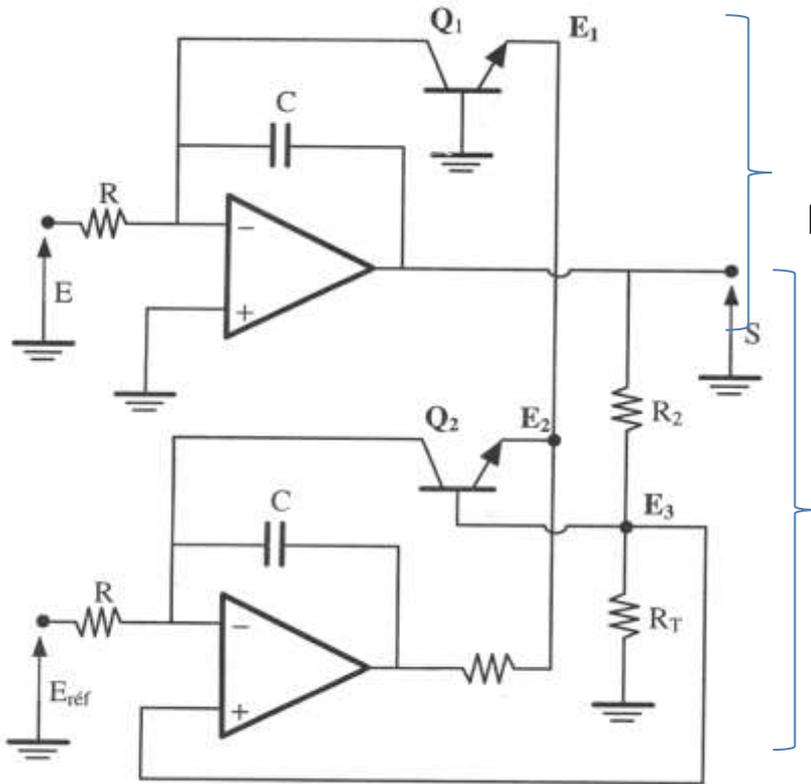


fonction *exp* $s(t) = R.I_s(T) \exp(-e(t)/U_T)$



- Limitation en fréquence
- Sensibilité des étages log et exp à la température,
- Nécessite des signaux de forte amplitude et positifs

Montages *In* à transistors



On montre que :

$$s(t) = -\frac{R_T + R_2}{R_T} U_T \ln \left\{ \frac{E}{E_{ref}} \right\}$$

Montage A



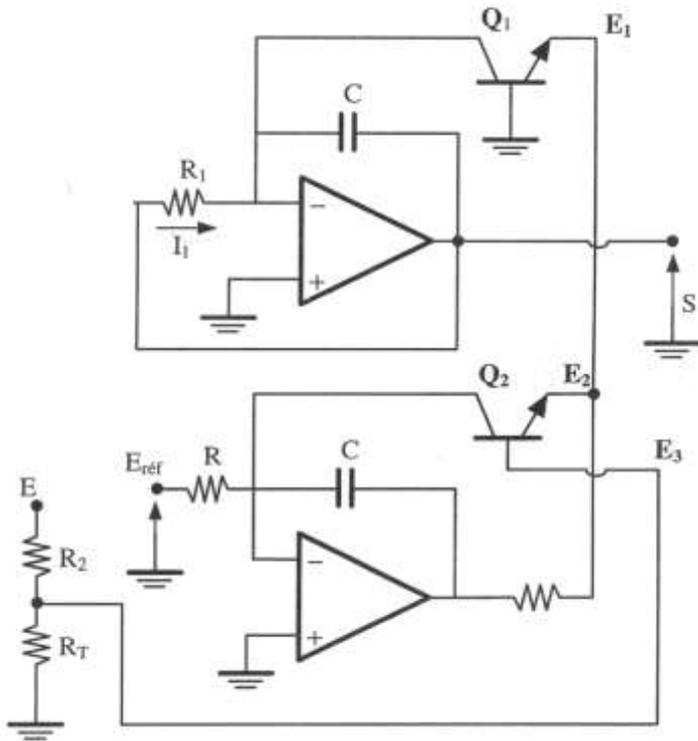
- Compensation de la dérive en température du courant de jonction
- Compensation de la dérive de \$U_T\$ (0.33%/° à 27°C) à l'aide d'une thermistance \$R_T\$

Montage B



- Limitation en fréquence

Montages exp à transistors



On montre que :

$$s(t) = -\frac{R}{R_1} E_{ref} \exp \left\{ -E \frac{R_T}{R + R_T} \cdot \frac{1}{U_T} \right\}$$

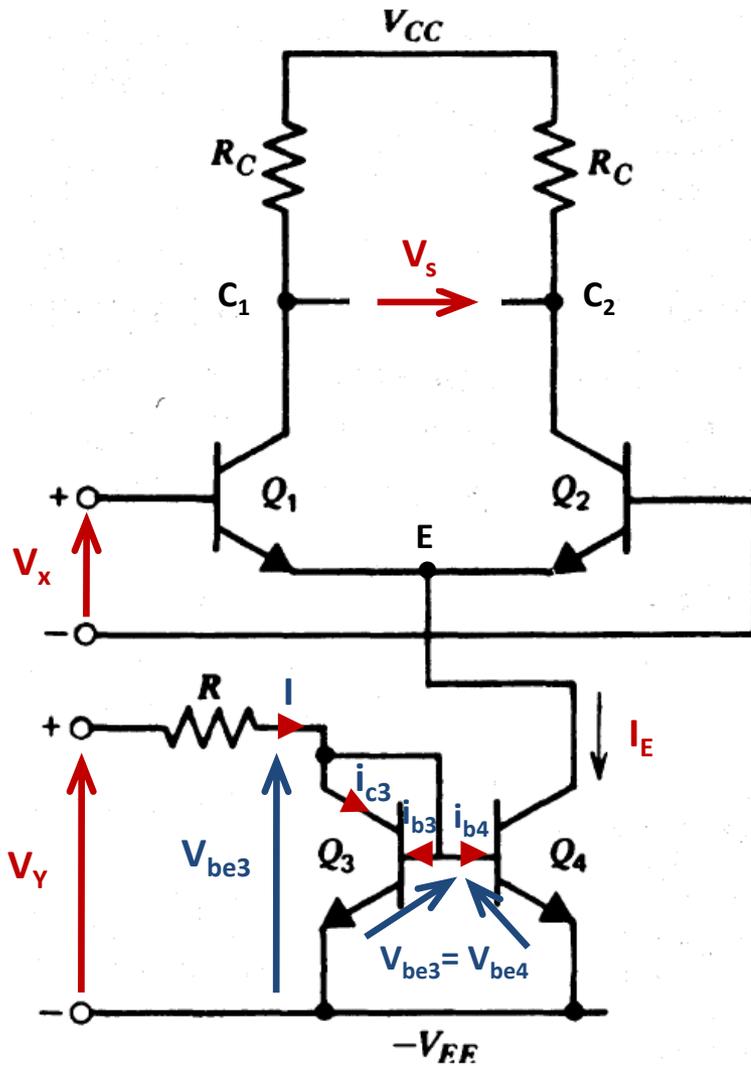


- Compensation de la dérive en température du courant de jonction
- Compensation de la dérive de U_T (0.33%/° à 27°C) à l'aide d'une thermistance R_T



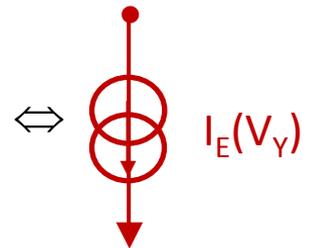
- Limitation en fréquence

Multiplieur analogique 2 quadrants

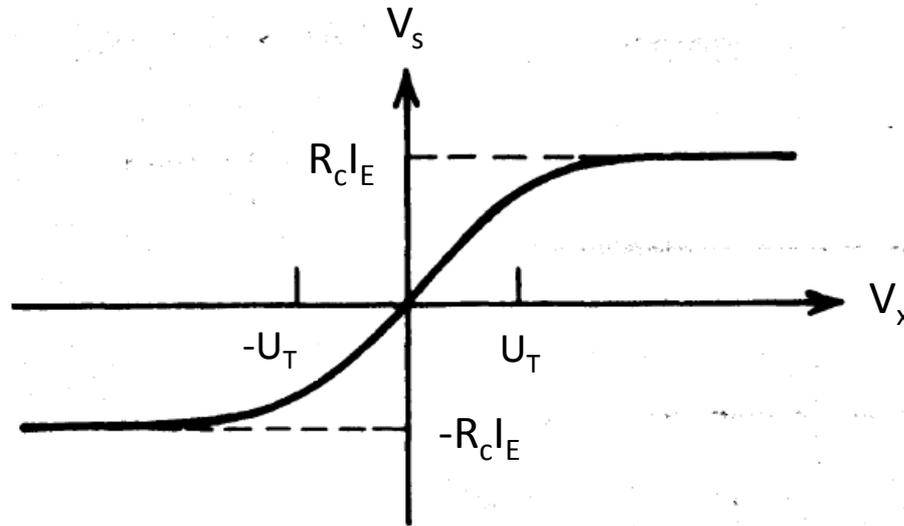


Paire différentielle

Miroir de courant



Multiplieur analogique 2 quadrants: étude de la paire différentielle



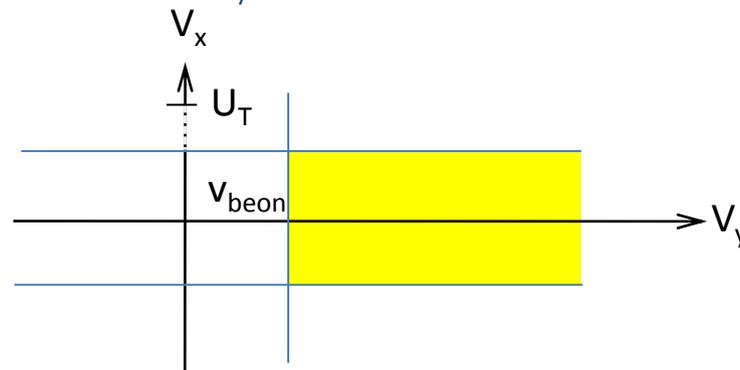
Si $V_x/2U_T \ll 1 \Leftrightarrow V_x \ll 2U_T$

alors $V_s = R_C I_E (V_x/2U_T)$

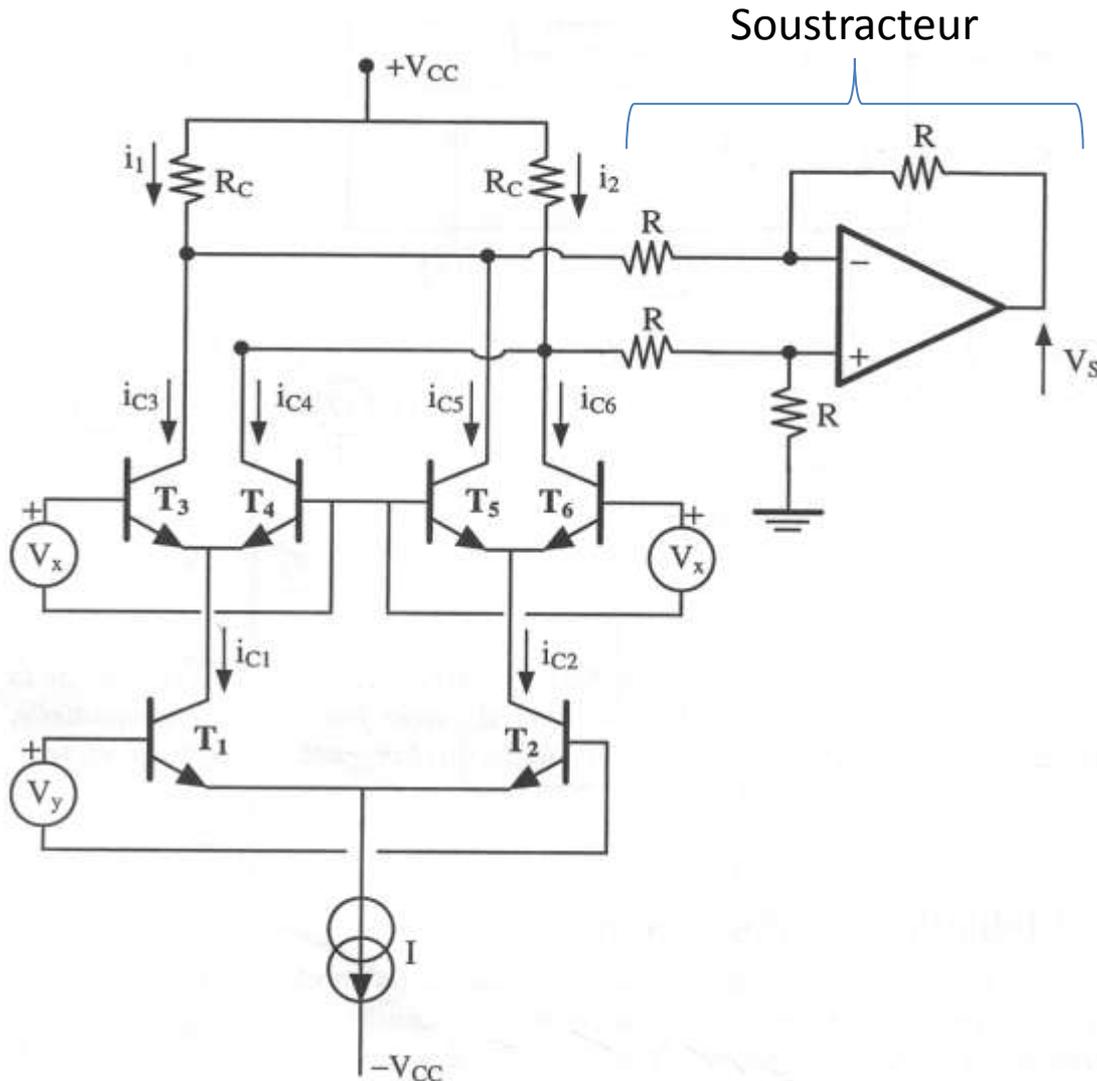


Limitations : Il faut $v_x \ll 2U_T$ et $V_y > v_{beon}$, ce qui constitue une sévère contrainte sur les signaux à multiplier.

Le multiplieur est dit à **2 quadrants** car les signaux à multiplier V_x et V_y doivent être contenus dans 2 quadrants du plan (V_x, V_y) cf. fig. 1



Multiplieur analogique 4 quadrants = cellule de Gilbert



On montre que :

$$i_1 - i_2 \approx \frac{I}{4U_T^2} \cdot V_x V_y$$

et avec :

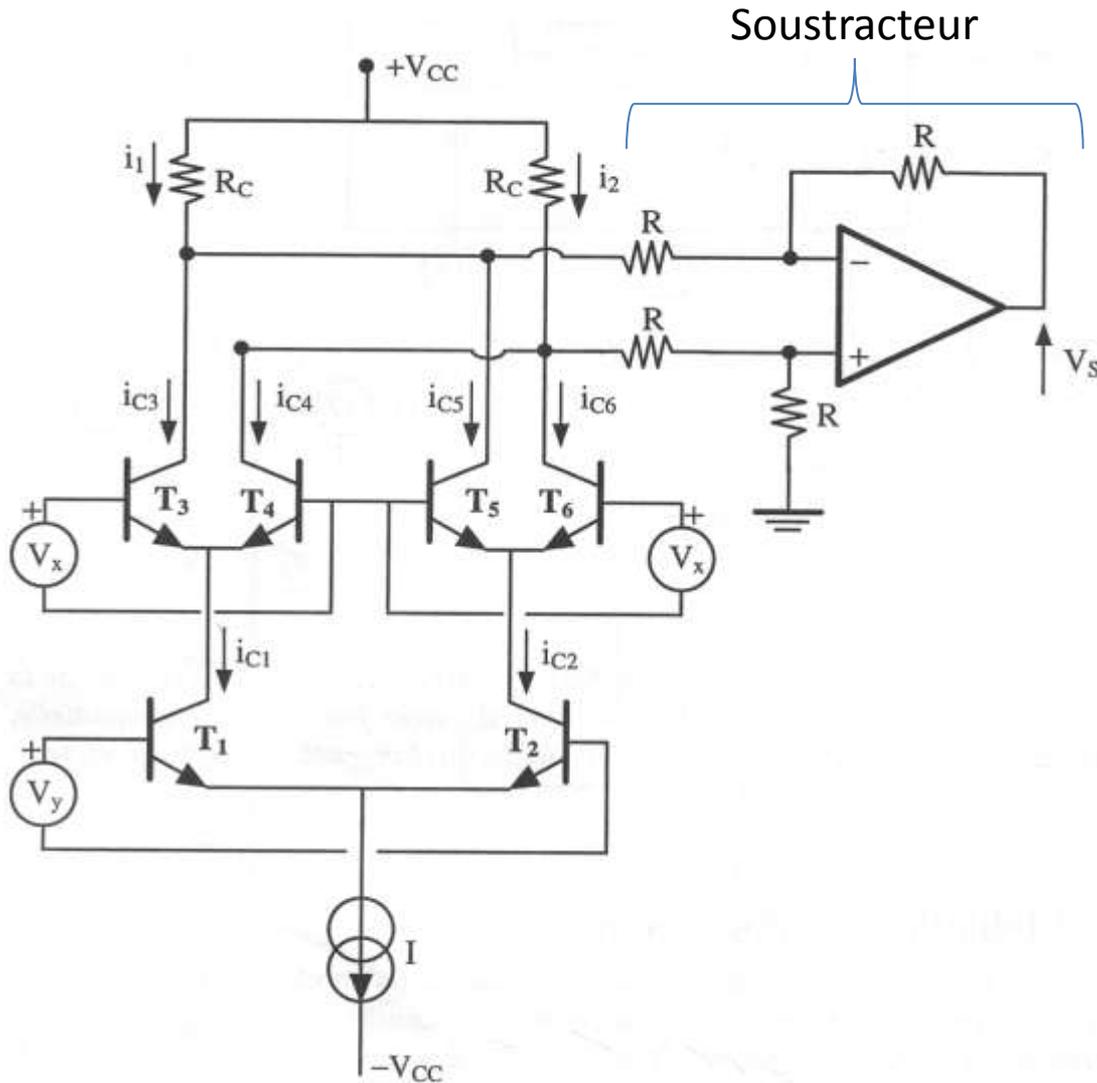
$$V_S = -R_c \cdot (i_1 - i_2)$$

Il vient :

$$V_S = \frac{V_x V_y}{K}$$

avec $K = \frac{4U_T^2}{R_c I}$

Multiplieur analogique 4 quadrants = cellule de Gilbert



On montre que :

$$i_1 - i_2 \approx \frac{I}{4U_T^2} \cdot V_x V_y$$

et avec :

$$V_S = -R_c \cdot (i_1 - i_2)$$

Il vient :

$$V_S = \frac{V_x V_y}{K}$$

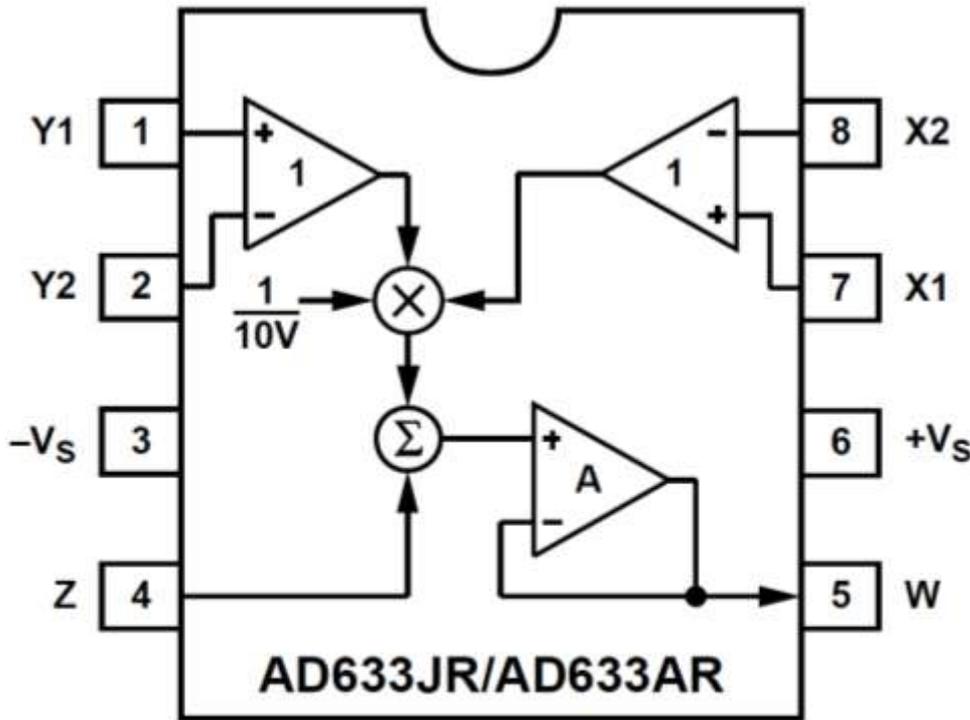
avec $K = \frac{4U_T^2}{R_c I}$

Multiplieur analogique 4 quadrants = cellule de Gilbert

Il faut des signaux d'amplitude $< V_T$

Cet inconvénient peut être corrigé au moyen de circuits de prédistorsion des signaux d'entrée destinés à linéariser (au moyen d'une fct^o th⁻¹) la fct^o de transfert th...

Exemple de CI (multiplieur universel base sur une cellule de Gilbert)



$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{10V} + Z$$

FEATURES

- 4-quadrant multiplication
- Low cost, 8-lead SOIC and PDIP packages
- Complete—no external components required
- Laser-trimmed accuracy and stability
- Total error within 2% of full scale
- Differential high impedance X and Y inputs
- High impedance unity-gain summing input
- Laser-trimmed 10 V scaling reference

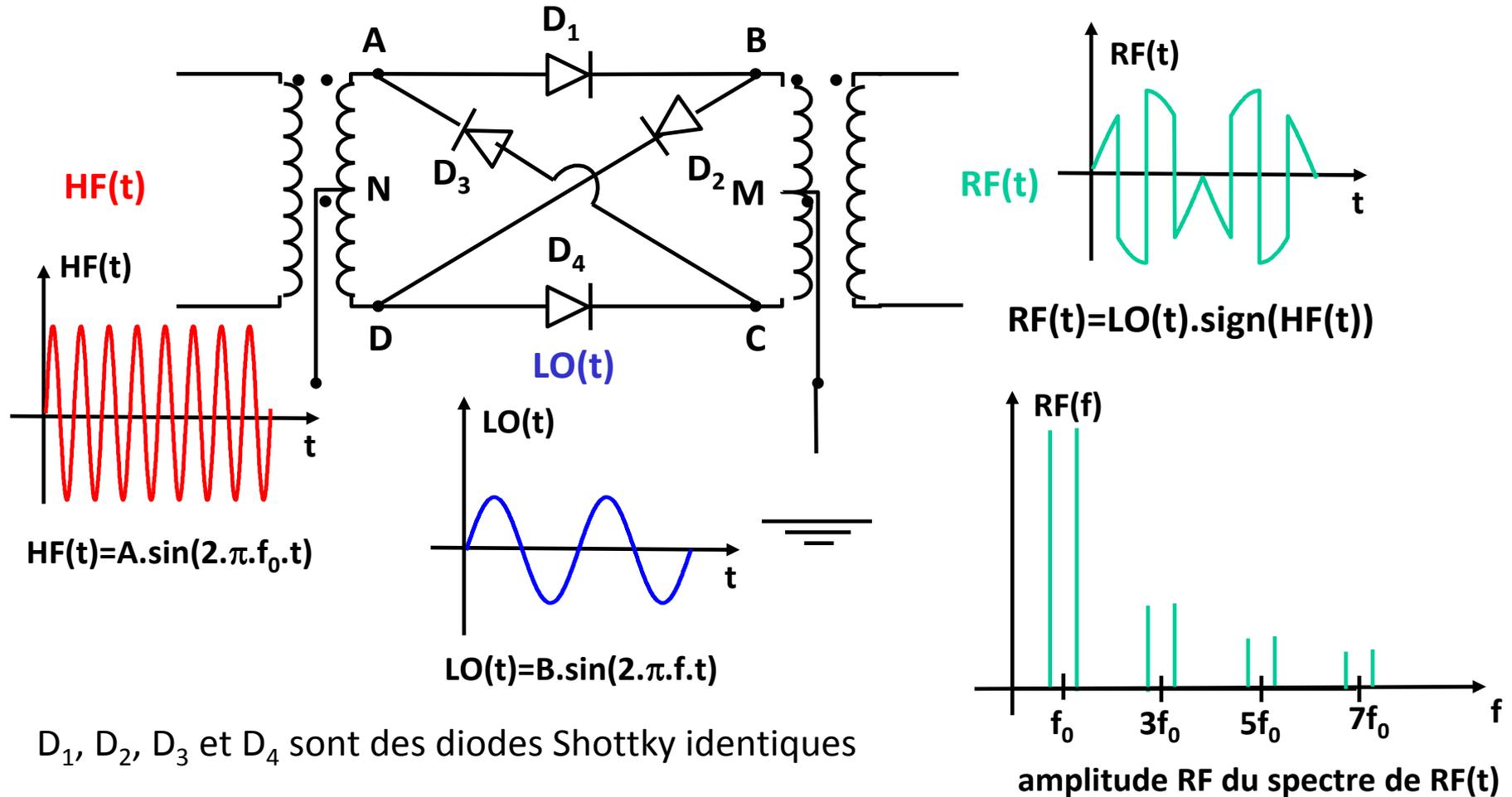
APPLICATIONS

- Multiplication, division, squaring
- Modulation/demodulation, phase detection
- Voltage-controlled amplifiers/attenuators/filters

Table 1.

Parameter	Conditions	AD633J, AD633A			Unit
		Min	Typ	Max	
TRANSFER FUNCTION		$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{10 V} + Z$			
MULTIPLIER PERFORMANCE					
Total Error	$-10 V \leq X, Y \leq +10 V$		± 1	$\pm 2^1$	% full scale
T_{MIN} TO T_{MAX}			± 3		% full scale
Scale Voltage Error	SF = 10.00 V nominal		$\pm 0.25\%$		% full scale
Supply Rejection	$V_S = \pm 14 V$ to $\pm 16 V$		± 0.01		% full scale
Nonlinearity, X	$X = \pm 10 V, Y = +10 V$		± 0.4	$\pm 1^1$	% full scale
Nonlinearity, Y	$Y = \pm 10 V, X = +10 V$		± 0.1	$\pm 0.4^1$	% full scale
X Feedthrough	Y nulled, $X = \pm 10 V$		± 0.3	$\pm 1^1$	% full scale
Y Feedthrough	X nulled, $Y = \pm 10 V$		± 0.1	$\pm 0.4^1$	% full scale
Output Offset Voltage			± 5	$\pm 50^1$	mV
DYNAMICS					
Small Signal Bandwidth	$V_O = 0.1 V$ rms		1		MHz
Slew Rate	$V_O = 20 V$ p-p		20		V/ μs
Settling Time to 1%	$\Delta V_O = 20 V$		2		μs
OUTPUT NOISE					
Spectral Density			0.8		$\mu V/\sqrt{Hz}$
Wideband Noise	$f = 10 Hz$ to $5 MHz$		1		mV rms
	$f = 10 Hz$ to $10 kHz$		90		μV rms
OUTPUT					
Output Voltage Swing		$\pm 11^1$			V
Short Circuit Current	$R_L = 0 \Omega$		30	40^1	mA
INPUT AMPLIFIERS					
Signal Voltage Range	Differential	$\pm 10^1$			V
	Common mode	$\pm 10^1$			V
Offset Voltage (X, Y)			± 5	$\pm 30^1$	mV
CMRR (X, Y)	$V_{CM} = \pm 10 V, f = 50 Hz$	60^1	80		dB
Bias Current (X, Y, Z)			0.8	2.0^1	μA
Differential Resistance			10		M Ω
POWER SUPPLY					
Supply Voltage			± 15		V
Rated Performance					V
Operating Range		$\pm 8^1$		$\pm 18^1$	V
Supply Current	Quiescent		4	6^1	mA

Mélangeur en anneau



Domaine d'application : très hautes fréquences (> 1 GHz)

Mélangeur en anneau

Fonctionne en haute fréquence (jusqu'à plusieurs GHz)



Commandé par de forts signaux

Fonction d'un mélangeur : réalise la multiplication de signaux

Applications : modulation et démodulation d'amplitude, transposition haute et basse fréquence (up et down-conversion), détection synchrone.

Critères de choix entre les \neq types de circuits : limitation en fréquence, sensibilité à la température, contraintes sur les caractéristiques des signaux (amplitude, signe...)